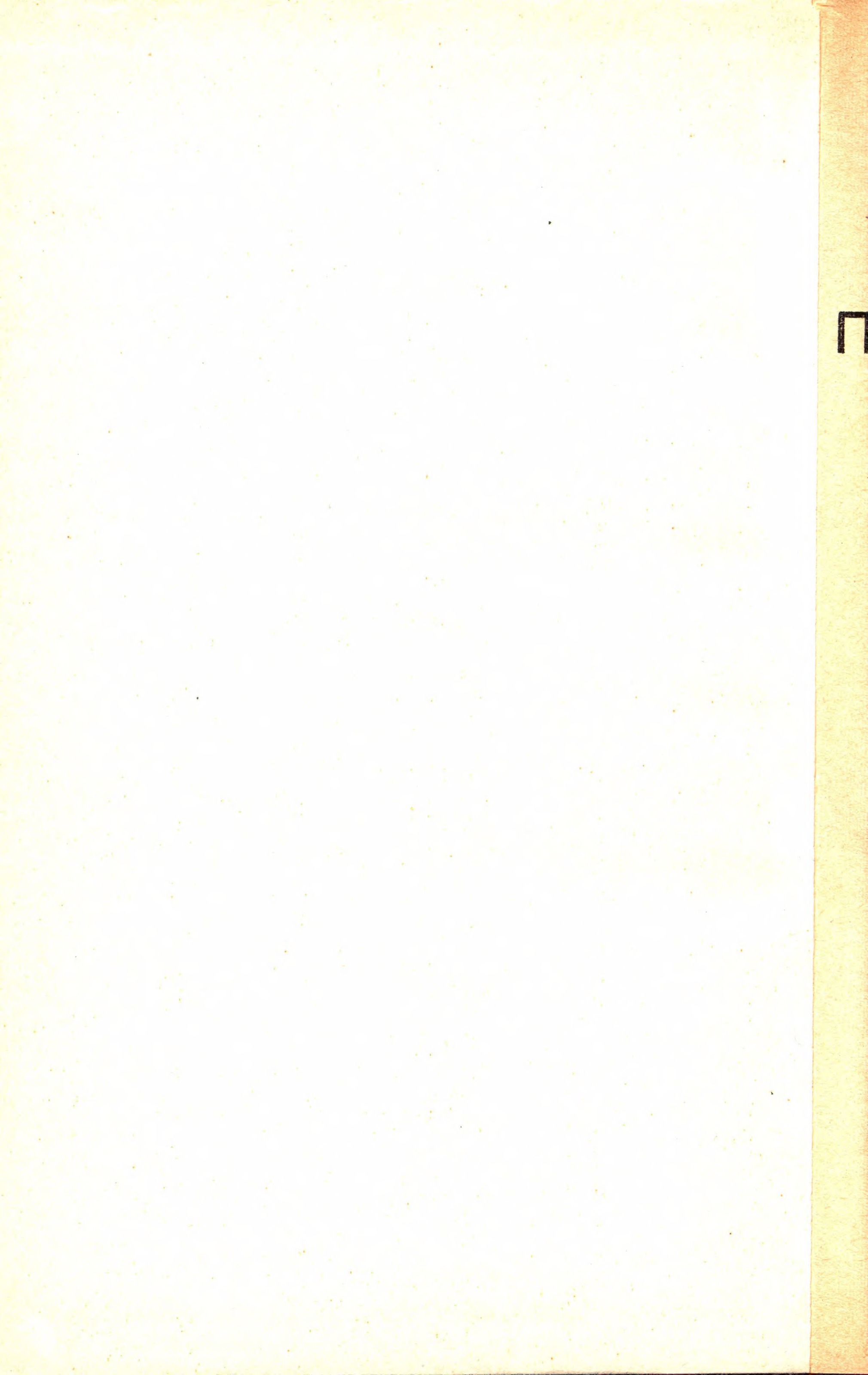
Ю. А. ОВЕЧКИН

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ







Ю. А. ОВЕЧКИН

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ

ИЗДАНИЕ ВТОРОЕ,
ПЕРЕРАБОТАННОЕ И ДОПОЛНЕННОЕ

Допущено
Министерством высшего и среднего
специального образования СССР
в качестве учебника
для радиотехнических специальностей
техникумов



МОСКВА «ВЫСШАЯ ШКОЛА» 1979

ББК 32.844
О-31
УДК 621.382(075.8)

Рецензент

доцент кафедры диэлектриков и полупроводников
Ленинградского электротехнического института
им. В. И. Ульянова (Ленина), канд. техн. наук В. А. Миронов

Овечкин Ю. А.

О-31 Полупроводниковые приборы: Учебник для техникумов. — 2-е изд., перераб. и доп. — М.: Высш. школа, 1979. — 279 с., ил.

В пер.: 85 к.

В книге рассматриваются физические основы работы полупроводниковых приборов различных типов и классов. Приводятся основные параметры и характеристики приборов, а также принципы управления ими. Кратко рассмотрены конструктивное оформление полупроводниковых приборов, технология их изготовления и области применения. Даны также краткие сведения по микроэлектронике.

Предназначается для учащихся радиотехнических техникумов.

О $\frac{30407-455}{001(01)-79}$ 227—79 2403000000

6Ф0.32
ББК 32.844

ПРЕДИСЛОВИЕ

В «Основных направлениях развития народного хозяйства СССР на 1976—1980 годы» предусмотрено ускоренное развитие производства современной быстродействующей электронно-вычислительной техники, приборов радиоэлектронной аппаратуры, лазерной и другой новейшей техники. Поэтому перед радио- и электронной промышленностью были поставлены серьезные задачи. Для решения этих задач потребовались разработки и выпуск новых конструкций приборов, используемых в радиоэлектронной промышленности, в том числе малогабаритных и надежных полупроводниковых приборов.

Во втором издании настоящей книги наряду с полупроводниковыми приборами, существующими уже многие годы, рассмотрены новые виды полупроводниковых приборов: диоды Шоттки, магнитодиоды, симметричные динисторы, а также однопереходные и лавинные транзисторы, приборы, основанные на новых принципах, — лавинно-пролетные диоды, фототиристоры и др. Рассмотрению наиболее сложных для понимания приборов предшествует упрощенное изложение эффекта или физического явления, лежащего в основе данного прибора. В книге использованы ГОСТы 1977 г. и Международная система (СИ) единиц физических величин.

Учебник, соответствующий программе, утвержденной МВ и ССО СССР, предназначен для радиотехнических техникумов.

Автор благодарит рецензента доцента В. А. Миронова за ценные замечания и советы и Н. Б. Овечкину за помощь в оформлении рукописи.

Все критические замечания и пожелания по содержанию учебника просьба направлять по адресу: Москва, К-51, Неглинная ул., 29/14, издательство «Высшая школа».

Автор

ВВЕДЕНИЕ

Полупроводниковые приборы в настоящее время применяют практически во всех отраслях науки и техники, особенно широко в радиоэлектронике.

Впервые полупроводниковый прибор (диод-детектор) был использован русским ученым А. С. Поповым в радиотелеграфном приемнике в 1900 г. Затем начались экспериментальные работы по исследованию детектирующих свойств точечного контакта металлической пружинки с кристаллами таких полупроводников, как свинцовый блеск (гален), карбид кремния, кремний и теллур.

В 1922 г. в Нижегородской радиотехнической лаборатории была разработана схема приемника, в которой полупроводниковый кристалл служил для генерации высокочастотных колебаний. Эту работу провел сотрудник лаборатории О. В. Лосев. Кристадин Лосева представлял собой полупроводниковый прибор с запирающим слоем в месте контакта стальной иглы с поверхностью кристалла цинкита или карборунда. С его помощью Лосев осуществил усиление и генерирование на частоте 12,3 МГц. Лосеву также принадлежит открытие явления электролюминесценции в карборунде.

В последующие годы электровакуумные приборы вытеснили несовершенные в то время полупроводниковые приборы. Однако работы по исследованию полупроводниковых приборов продолжались — были созданы промышленные образцы полупроводниковых меднозакисных выпрямителей и меднозакисных и селеновых фотогальванических приемников излучения.

В 30-е годы в нашей стране под руководством академика А. Ф. Иоффе было начато систематическое исследование свойств полупроводников. Советскими учеными Б. В. Курчатовым, В. П. Жузе, В. М. Гохбергом и М. С. Соминским проводились исследования электропроводности и зависимости ее от концентрации и природы примесей. В 1937 г. А. Ф. Иоффе, А. В. Иоффе и Б. И. Давыдовым была разработана теория выпрямления на границе двух полупроводников с разным типом электропроводности. В 1940 г. В. Е. Лашкарев экспериментально подтвердил наличие слоев различного типа электропроводности по обе стороны от запирающего слоя в селеновых выпрямителях и доказал существование *p-n*-перехода.

Большая работа по изучению процессов выпрямления выполнена немецким ученым В. Шоттки и американскими учеными Н. Моттом и У. Шокли. Но наиболее крупным достижением в области полупроводниковых приборов явилось изобретение в 1948 г. американскими учеными Д. Бардиным, В. Браттейном и У. Шокли полупроводникового усилительного элемента — транзистора. Обладая практически неог-

раниченным сроком службы, транзисторы позволили существенно повысить надежность электронных приборов, во много раз уменьшить их размеры и сократить потребление ими электрического тока.

Первые образцы точечных транзисторов были изготовлены в СССР в 1949 г. А. В. Красиловым и С. Г. Мадоян.

Открытие транзистора послужило началом нового этапа в развитии полупроводниковой электроники. В течение 1948—1968 гг. было создано более 50 различных типов твердотельных приборов, из которых в настоящее время отечественной и зарубежной промышленностью освоено производство более 20.

Параллельно с разработкой полупроводниковых выпрямителей и усилителей были разработаны приборы, принцип действия которых основан на свойствах полупроводниковых материалов изменять свое сопротивление под действием различных внешних факторов (температуры, электромагнитного излучения, приложенного напряжения и т. д.).

Нелинейные полупроводниковые резисторы — терморезисторы, фоторезисторы и варисторы — нашли широкое применение в электронной и радиоэлектронной аппаратуре, автоматике и электротехнике. Первые работы, посвященные вопросам конструирования и применения нелинейных резисторов, были опубликованы в конце 50-х годов. Создание новых типов нелинейных резисторов связано с именами советских ученых Б. Т. Коломийца, И. Т. Шефтеля, Б. С. Сотскова, Г. К. Нечаева, В. В. Пасынкова и др.

На протяжении многих лет русские и советские ученые вносят большой вклад в науку о фотоэлектрических явлениях в полупроводниках.

В 1898 г. В. А. Ульяниным описано возникновение э. д. с. при освещении селена. Фотомагнитоэлектрический эффект был открыт И. К. Кикоиным и М. М. Носковым в 1933 г. Я. И. Френкель в своих работах изложил теорию возбуждения в полупроводнике электронов и дырок и дал объяснение фотомагнитоэлектрическому эффекту. Работы С. М. Рывкина в области фотопроводимости были использованы при создании приемников излучения для дальней инфракрасной области.

В 60-е годы большое внимание уделяется разработке и исследованию полупроводниковых приборов с отрицательным дифференциальным сопротивлением, среди которых наибольшее значение приобрели тиристоры. Первые сообщения о создании структуры типа *p-n-p-n* были сделаны американским ученым Дж. Моллом в 1956 г. В нашей стране исследованиям и разработке тиристоров, особенно приборов большой мощности, посвящены работы академика В. М. Тучкевича.

Большим событием в радиотехнике и технике связи было появление туннельного диода. Его изобретение принадлежит японскому ученому Л. Есаки. В 1957 г., изучая *p-n*-переходы, изготовленные в сильнолегированном германии, он обнаружил аномальный ход вольт-амперных характеристик, обусловленный туннельным эффектом.

В последующие годы наблюдается быстрое продвижение полупроводниковых приборов в область сверхвысоких частот. Прогресс в этом направлении был достигнут в результате значительного усовершенствования технологии изготовления СВЧ-транзисторов, туннельных диодов и варикапов. В 1959 г. советскими учеными А. С. Тагером и его

сотрудниками была обнаружена генерация когерентных колебаний СВЧ в *p-n*-переходе при ударной ионизации. Этот эффект стал основой лавинно-пролетного диода, на котором создан класс СВЧ-устройств: генераторы, усилители и преобразователи частоты.

Переходы с барьером Шоттки получили широкое применение в самых разнообразных приборах, начиная с выпрямительных диодов и кончая большими интегральными схемами. Это привело к значительному улучшению ряда характеристик приборов.

Бурно развивается новое направление электроники — лазерная техника. Большой вклад в него внесли советские ученые Н. Г. Басов и А. М. Прохоров, удостоенные в 1964 г. Нобелевской премии за работы в области квантовой электроники. Исследования люминесценции в *p-n*-переходах, проведенные Д. Н. Наследовым, создали базу для полупроводниковых лазеров. Важнейшим направлением современной электронной техники является микроэлектроника. Степень интеграции больших интегральных микросхем достигает нескольких десятков и сотен тысяч элементов на одном кристалле. Особенно большой интерес вызывают приборы, в основе которых лежат так называемые функциональные интегральные микросхемы, где используются многообразные физические свойства, присущие полупроводникам.

Несмотря на достигнутые успехи в полупроводниковой электронике нельзя считать знания в этой области достаточными. Предстоят исследования новых свойств полупроводников и создание принципиально новых приборов.

Глава 1
ПОЛУПРОВОДНИКИ И ИХ ФИЗИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА

§ 1.1. СОБСТВЕННЫЙ ПОЛУПРОВОДНИК

В кристалле полупроводника электрон движется среди правильно расположенных в пространстве атомов, образующих кристаллическую решетку. Взаимное расположение атомов и расстояние между ними определяются силами межатомного взаимодействия и зависят от природы атомов.

Межатомные связи в кристаллах, как и любые химические связи, осуществляются благодаря валентным электронам, находящимся во внешнем слое оболочки атома. При образовании кристаллов атомы настолько сближаются, что их внешние электронные оболочки перекрываются. Валентные электроны соседних атомов становятся общими, двигаясь по орбитам, на каждой из которых может находиться не более двух электронов. Внешний слой оболочки таких полупроводников, как германий и кремний, состоит из четырех электронов, вращающихся вокруг ядра. Эти общие орбиты связывают между собой атомы германия или кремния, образуя так называемые ковалентные или парноэлектронные связи. Для наглядности атомную решетку германия или кремния можно изобразить в виде плоской сетки, в которой каждый атом соединяется парноэлектронной связью с четырьмя ближайшими атомами (рис. 1.1). Эту решетку принимают за идеальную, а полупроводники с такой решеткой называют *собственными*. При температуре 0 К все электроны в собственном полупроводнике связаны, и если приложить электрическое поле, ток не возникнет. В этих условиях полупроводник будет обладать свойствами идеального изолятора.

Электрон проводимости может появиться в собственном полупроводнике только в том случае, если валентный электрон освободится из какой-либо связи. Для этого необходима определенная энергия.

Энергия, которую нужно сообщить валентному электрону для того, чтобы он стал электроном проводимости, зависит от силы связи валентных электронов с атомами. Для разных полупроводников она будет различной. Так как при освобождении электрон получает дополнительную энергию, то его полная энергия будет больше, чем у связанных электронов, на величину, необходимую для разрыва связи. Если отложить по вертикальной оси полную энергию свободных и связанных электронов, то получим диаграмму, показанную на рис. 1.2.

Энергиями выше уровня W_C могут обладать только свободные электроны, а энергиями ниже уровня W_V — только связанные валентные электроны. Поэтому зону энергий выше уровня W_C называют *зоной проводимости*, а ниже уровня W_V — *валент-*

ной зоной. Поскольку в идеальных кристаллах электроны не могут обладать энергией, лежащей в зоне между W_C и W_V, ее называют запрещенной зоной.

Ширина запрещенной зоны характеризует энергию, необходимую для освобождения электрона от валентной связи. Чем больше ширина запрещенной зоны, тем большая энергия требуется, чтобы перевести

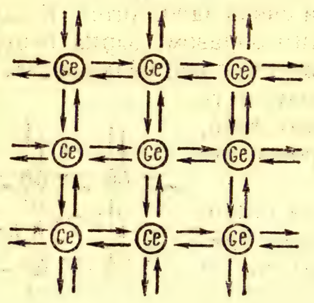


Рис. 1.1. Схематическое изображение кристаллической решетки идеального полупроводника

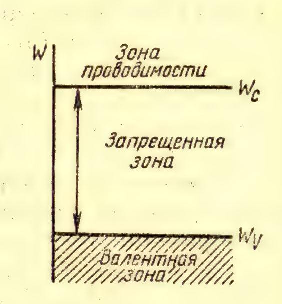


Рис. 1.2. Энергетическая диаграмма полупроводника

валентный электрон в зону проводимости. Для германия ширина запрещенной зоны при нормальной температуре составляет 0,72 эВ, для кремния — 1,12 эВ.

Освобождение валентных электронов может происходить за счет тепла, энергии электрического поля и различных видов излучения.

При любых температурах атомы твердого тела колеблются около узлов кристаллической решетки. Амплитуды их колебаний тем больше, чем выше температура кристалла. Поскольку амплитуды колебаний у всех атомов неодинаковы, то всегда имеется вероятность получения некоторыми электронами энергии большей ширины запрещенной зоны. Такие электроны становятся электронами проводимости. Чем выше температура и меньше ширина запрещенной зоны, тем больше будет таких электронов.

Число электронов проводимости увеличивается с повышением температуры по экспоненциальному закону:

$$n = N_c \exp\left[-\frac{\Delta W}{2kT}\right], \qquad (1.1)$$

где n — концентрация электронов проводимости; $N_c = \frac{2}{h^3}(2\pi m' kT)^{3/2}$ — эффективная плотность квантовых состояний в зоне проводимости ($h = 4{,}17 \cdot 10^{-15}$ эВ · с — постоянная Планка); $k = 0{,}86 \cdot 10^{-4}$ эВ/град — постоянная Больцмана; T — температура, К.

В коэффициент N_c входит величина m', являющаяся эффективной массой электрона проводимости в кристалле. Эта масса может существенно отличаться от массы свободного электрона в вакууме.

Если валентный электрон стал электроном проводимости, то атом, которому он ранее принадлежал, теряет электрическую нейтральность.

Действительно, если все связи заполнены, то положительный заряд ядра компенсируется отрицательным зарядом электронов. Освобождение одного из них приводит к преобладанию положительного заряда ядра, равного по абсолютной величине заряду электрона. С точки зрения зонной теории незанятое электроном энергетическое состояние в валентной зоне называют дыркой проводимости или просто дыркой. Дырка может заполняться валентным электроном за счет соседней связи. При этом одна связь заполнится, а другая окажется незаполненной (рис. 1.3). Таким образом, дырка перемещается по кристаллу (пунктирная стрелка), вместе с ней перемещается и положительный заряд. Дырки могут принимать участие в образовании электрического тока, поскольку они так же, как и электроны, переносят электрический заряд.

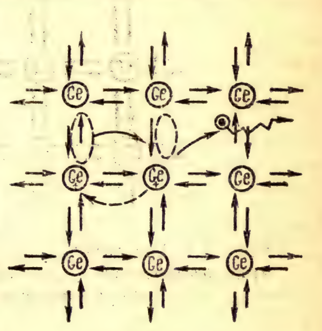


Рис. 1.3. Схема образования и перемещения дырки в кристаллической решетке полупроводника

Условно дырку рассматривают как частицу, являющуюся подвижным носителем единичного положительного заряда (эффективная масса дырки отличается как от эффективной массы электрона, так и от массы покоя электрона). В собственном полупроводнике дырка появляется только при образовании электрона проводимости, поэтому концентрация дырок p в нем всегда равна концентрации электронов, т. е. $p \cdot n = n_i^2$, где n_i — концентрация дырок или электронов в полупроводнике, не содержащем донорной и акцепторной примесей.

Процесс образования пары электрон — дырка называют генерацией пары носителей заряда. Электрон проводимости может вернуться в валентную зону и вновь стать валентным электроном, при этом должна выделиться энергия, затраченная первоначально на генерацию пары, т. е. энергия, равная ширине запрещенной зоны (эта энергия обычно выделяется в виде тепла или света). Процесс исчезновения пары: электрон проводимости — дырка проводимости называют рекомбинацией носителей заряда.

Из закона сохранения энергии следует, что в стационарных условиях число рекомбинирующих носителей заряда (электронов и дырок) равно числу генерируемых. Таким образом, каждый из носителей заряда существует («живет») в течение некоторого промежутка времени. Среднее значение этого промежутка времени называют временем жизни носителей и обозначают для дырок τ_p, а для электронов τ_n. Оно определяется вероятностью встречи данного носителя с носителем противоположного знака, т. е. зависит от температуры, концентрации подвижных носителей противоположного знака и некоторых других факторов.

При отсутствии электрического поля в полупроводнике ток не возникает, так как все направления теплового движения носителей зарядов равновероятны. В случае появления в кристалле электрического поля электроны и дырки, продолжая участвовать в хаотическом

тепловом движении, будут смещаться под действием электрических сил вдоль поля, что и создаст электрический ток.

Движение электронов и дырок под действием поля происходит в противоположных направлениях. Общий ток равен сумме дырочного и электронного:

$$j = j_n + j_p, \quad (1.2)$$

где j — плотность тока; j_n — плотность электронного тока; j_p — плотность дырочного тока.

В полупроводнике электроны под действием постоянного поля движутся с неизменной средней скоростью. Это можно объяснить следующим образом: движение свободного электрона в кристалле под действием поля ускоряется до очередного столкновения его с атомом кристаллической решетки; при столкновении он отдает атому энергию, полученную от электрического поля, тормозится и снова начинает ускорять свое движение под действием поля до следующего столкновения. В результате за достаточно большой промежуток времени скорость электрона можно характеризовать некоторой средней величиной v_n, которая пропорциональна напряженности электрического поля E:

$$v_n = \mu_n E, \quad (1.3)$$

где μ_n — коэффициент пропорциональности, который называют подвижностью электронов.

Этот коэффициент равен абсолютной величине отношения средней скорости, приобретаемой электронами проводимости в кристалле в направлении электрического поля к напряженности последнего. Для германия подвижность электронов при комнатной температуре равна 0,39 м²/(В · с) и для кремния — 0,135 м²/(В · с).

Аналогичные процессы происходят при упорядоченном движении дырок через кристалл, поэтому

$$v_p = \mu_p E, \quad (1.4)$$

где μ_p — подвижность дырок (для германия при комнатной температуре $\mu_p = 0{,}19$ м²/(В · с), для кремния $\mu_p = 0{,}05$ м²/(В · с)).

Как известно, плотность тока численно равна заряду, проходящему через единицу площади в 1 с.

Поэтому

$$j_n = q_n v_n = env_n = en\mu_n E, \quad (1.5)$$

где q_n — общий заряд электронов проводимости в единице объема; e — заряд электрона.

Аналогично для дырочного тока

$$j_p = epv_p = ep\mu_p E. \quad (1.6)$$

Общая плотность тока

$$j = j_n + j_p = e(\mu_n n + \mu_p p) E. \quad (1.7)$$

В то же время плотность тока по закону Ома записывается в следующем виде:

$$j = \sigma E, \quad (1.8)$$

где σ — удельная электрическая проводимость.

При сравнении выражений (1.7) и (1.8) видно, что

$$\sigma = e(\mu_n n + \mu_p p), \quad (1.9)$$

т. е. удельная проводимость проводника зависит от концентрации электронов и дырок и их подвижности.

Если в формулу (1.9) подставить значение концентрации электронов (1.1) и учесть, что для собственного полупроводника $n = p$, то

$$\sigma = e(\mu_n n + \mu_p p) \approx e(\mu_n + \mu_p) N_c \exp\left[-\frac{\Delta W}{2kT}\right] = \sigma_0 \exp\left[-\frac{\Delta W}{2kT}\right], \quad (1.10)$$

где $\sigma_0 = e(\mu_n + \mu_p) N_c$.

Эта формула показывает зависимость удельной проводимости собственного полупроводника от температуры. Отсюда видно, что чем больше ширина запрещенной зоны, тем меньше проводимость материала и тем сильнее зависит его удельное сопротивление от температуры.

На рис. 1.4 показана зонная модель собственного полупроводника. Между валентной зоной и зоной проводимости находится запрещенная зона. Посередине запрещенной зоны располагается уровень Ферми W_F — энергетический уровень, функция Ферми для которого учитывает вероятность заполнения, равную 0,5 при температурах, отличных от 0 K.

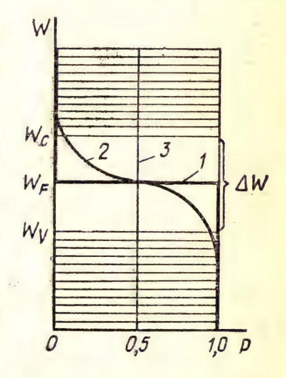
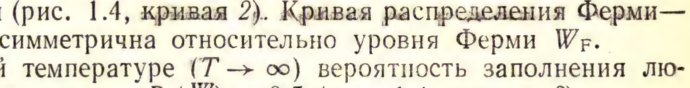


Рис. 1.4. Зонная модель и функция вероятности заполнения электронами энергетических уровней в собственном полупроводнике

На оси абсцисс (рис. 1.4) отложена вероятность P заполнения электронами соответствующих энергетических уровней. Эта вероятность определяется законом Ферми—Дирака.

При температуре 0 K, все валентные уровни заполнены с вероятностью, равной единице, а вероятность заполнения любого уровня зоны проводимости равна нулю, что свидетельствует об отсутствии проводимости кристалла (рис. 1.4, прямая *1*).



При комнатной температуре (300 K) происходит термогенерация носителей. Часть валентных электронов переходит в зону проводимости, и вероятность заполнения уровня валентной зоны оказывается меньше единицы (рис. 1.4, кривая *2*). Кривая распределения Ферми—Дирака всегда симметрична относительно уровня Ферми W_F.

При высокой температуре ($T \to \infty$) вероятность заполнения любого разрешенного уровня $P(W) \to 0{,}5$ (рис. 1.4, прямая *3*).



§ 1.2. ПРИМЕСНЫЙ ПОЛУПРОВОДНИК

Для создания полупроводниковых приборов, как правило, применяют примесные полупроводники.

Если в качестве примеси взять пятивалентный химический элемент, например мышьяк, фосфор или сурьму, то пятивалентные атомы примеси, располагаясь в узлах кристаллической решетки, заполняют

четыре валентные связи соседних атомов (рис. 1.5). Пятый валентный электрон, являясь лишним в единой структуре валентных связей кристалла, слабо связан с узлом. Под действием тепловых колебаний он отрывается от ядра и становится электроном проводимости. Оставшийся в узле пятивалентный атом мышьяка превращается в положительный ион, который из-за сильных валентных связей с соседними узлами не может перемещаться по кристаллу и быть переносчиком электрического заряда. Однако в целом кристалл остается нейтральным, так как положительные заряды ионов полностью уравновешиваются отрицательными зарядами электронов проводимости.

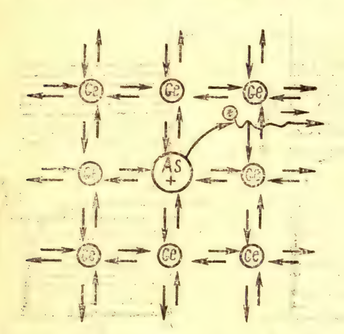


Рис. 1.5. Схема образования электрона проводимости при введении донорной примеси

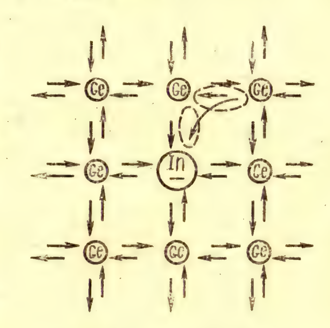


Рис. 1.6. Схема образования дырки проводимости при введении акцепторной примеси

При введении такой примеси, получившей название д о н о р н о й, концентрация электронов проводимости в кристалле резко возрастает ($n_n \gg n_i$) и его электропроводность приобретает электронный характер (n-типа). В этом случае основными носителями электрических зарядов, создающими электрический ток в кристалле, будут электроны при небольшом количестве неосновных носителей — дырок, возникающих от термического возбуждения атомов. Но так как дырки порождаются в среде, насыщенной электронами проводимости, они быстро рекомбинируют, и их концентрация оказывается много меньше, чем у беспримесного полупроводника $p_n \ll n_i$.

Установлено, что для полупроводников, вплоть до высоких концентраций примеси, выполняется условие

$$p_n n_n = n_i^2. \quad (1.11)$$

Если в качестве примеси взять трехвалентный химический элемент, например индий, галлий, алюминий или бор, то три валентных электрона атома, расположенного в узле кристаллической решетки, смогут заполнить лишь три связи соседних атомов (рис. 1.6). Недостающая валентная связь атома индия является потенциальной дыркой. Недостающий валентный электрон может быть захвачен атомом индия у соседнего атома германия. Трехвалентный атом, получивший лишний электрон, превращается в неподвижный отрицательный ион, а у соседнего четырехвалентного атома, потерявшего валентный электрон, возникает

дырка. В дальнейшем эта дырка, перемещаясь от узла к узлу, хаотически блуждает по всему кристаллу.

При введении такой примеси, получившей название акцепторной, концентрация дырок в кристалле резко возрастает ($p_p \gg n_i$), и его электропроводность приобретает дырочный характер (p-типа). В этом случае основными носителями являются дырки, а неосновными — электроны проводимости. При этом $n_p \ll n_i$, а $p_p n_p = n_i^2$.

На рис. 1.7 показана зонная модель примесного полупроводника с электропроводностью n-типа. По этой модели валентные электроны атомов донорной примеси располагаются на так называемых примесных уровнях, которые находятся ниже дна зоны проводимости на величину энергии ΔW_n. При комнатной температуре почти все электроны с примесного уровня переходят в зону проводимости. В результате заполнения зоны проводимости электронами примесных уровней кривая распределения Ферми—Дирака, а также уровень Ферми W_F смещаются вверх.

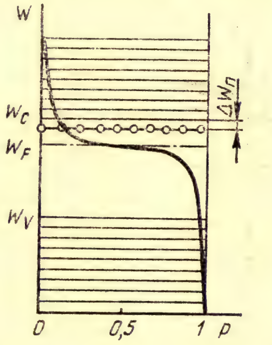


Рис. 1.7. Зонная модель и функция вероятности заполнения электронами энергетических уровней в полупроводнике n-типа

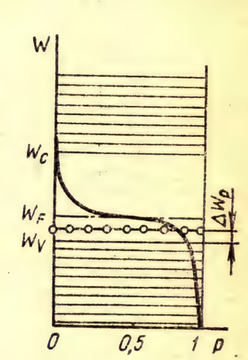


Рис. 1.8. Зонная модель и функция вероятности заполнения энергетических уровней в полупроводнике p-типа

Величина этого смещения при данной температуре зависит от концентрации донорной примеси. Обычно концентрация донорной примеси составляет $N_д = 10^{15} \div 10^{16}$ см$^{-3}$, т. е. один примесный атом приходится примерно на $10^6 \div 10^8$ атомов основного вещества. При значительном повышении концентрации примеси уровень Ферми располагается выше примесного уровня и даже может попасть в зону проводимости.

Положение уровня Ферми зависит от температуры. У полупроводника с электропроводностью n-типа при $T = 0$ К он всегда располагается выше примесного уровня, который при абсолютном нуле заполняется с вероятностью, равной единице, $P(W_n) = 1$.

На рис. 1.8 показана зонная модель примесного полупроводника с электропроводностью p-типа. У этого полупроводника на расстоянии ΔW_p от валентной зоны появляется примесный уровень, который заполняют валентные электроны, захватываемые трехвалентными атомами. При комнатной температуре многие валентные электроны переходят на примесный уровень, что приводит к появлению большого количества дырок в валентной зоне. В результате кривая распределения Ферми—Дирака и уровень Ферми смещаются вниз. Расположение уровня Ферми относительно примесного уровня зависит от концентрации акцепторной примеси (при $T = 0$ К уровень Ферми всегда

располагается ниже примесного уровня, вероятность заполнения которого в этих условиях равна нулю).

Согласно выражению (1.9) удельная проводимость полупроводника

$$\sigma = e(n\mu_n + p\mu_p).$$

Это выражение справедливо для всех случаев. У примесного полупроводника с электропроводностью n-типа при комнатной температуре концентрация электронов и дырок проводимости, образующихся термическим возбуждением узлов кристаллической решетки, мала и ею можно пренебречь. А так как почти все электроны примесного уровня заполняют зону проводимости, то можно считать, что $n_n \approx N_д$, откуда

$$\sigma_n \approx eN_д \mu_n.$$

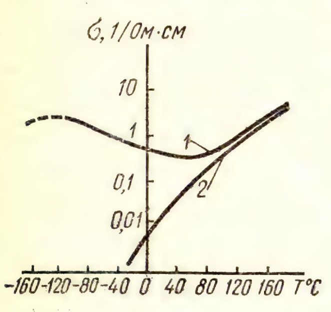


Рис. 1.9. Зависимость от температуры удельной проводимости германия, легированного донорной примесью

Рассуждая аналогично для полупроводников с электропроводностью p-типа, получаем

$$\sigma_p \approx eN_а \mu_p,$$

где $N_а$ — концентрация акцепторной примеси.

При относительно низких температурах, когда можно пренебречь тепловой генерацией носителей, изменение удельной проводимости примесного полупроводника в зависимости от температуры определяется изменением подвижности основных носителей заряда. С увеличением температуры в интервале температур, при которых обычно работает полупроводниковый прибор, подвижность носителей уменьшается. Это объясняется уменьшением средней длины свободного пробега носителей заряда между соударениями. Проводимость примесного полупроводника также уменьшается. Однако при относительно высоких температурах, когда начинает играть роль термогенерация электронов и дырок, несмотря на уменьшение подвижности носителей, увеличение температуры приводит к увеличению проводимости по экспоненциальному закону. На рис. 1.9 показана зависимость от температуры удельной проводимости германия, легированного донорной примесью с $N_д = 10^{15}$ см$^{-3}$ (кривая *1*), и беспримесного германия (кривая *2*). При очень низкой температуре ее дальнейшее понижение вызывает не увеличение, а уменьшение подвижности основных носителей, что зависит от некоторых особенностей их взаимодействия с ионизированными атомами примеси. Поэтому в области низких температур удельная проводимость примесного полупроводника при понижении температуры уменьшается. На рис. 1.9 это уменьшение показано штриховой линией.

Наряду с германием и кремнием полупроводниковыми свойствами обладают селен, арсенид галлия, оксиды, сульфиды, карбиды и другие химические соединения типа $A^{III}B^{V}$ и $A^{II}B^{VI}$, где римскими цифрами указана валентность химических элементов.

§ 1.3. ДИФФУЗИОННЫЙ ТОК В ПОЛУПРОВОДНИКАХ

В полупроводниках электрический ток может быть вызван двумя причинами: электрическим полем и неравномерным распределением носителей заряда по объему. Ток, образующийся в электрическом поле, называют *дрейфовым* или *током проводимости*. Ток, возникающий при диффузии носителей из области, где их концентрация повышена в направлении области с более низкой концентрацией, называется *диффузионным*.

Вероятность столкновения электронов друг с другом больше там, где выше их концентрация. Поэтому электрон, совершая хаотическое тепловое движение, будет отклоняться в сторону меньших столкновений. В результате носители заряда, совершающие тепловое движение, будут смещаться в направлении уменьшения их концентрации, что и приведет к протеканию диффузионного тока. Таким образом, наличие неравномерного распределения концентрации носителей приводит к направленности их теплового движения.

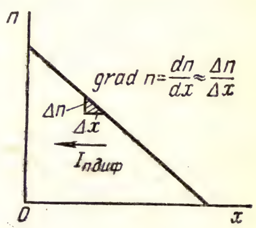


Рис. 1.10. Схема появления диффузного тока при неравномерном распределении концентрации электронов проводимости в объеме полупроводника

Степень неравномерности в распределении носителей характеризуется отношением изменения концентрации к изменению расстояния, на котором наблюдается это изменение, т. е. величиной $\Delta n/\Delta x$ (рис. 1.10). Отношение $dn/dx \approx \Delta n/\Delta x$ называют *градиентом концентрации* и обозначают

$$\text{grad}\, n = dn/dx \approx \Delta n/\Delta x.$$

Чем больше градиент концентрации, тем большим оказывается диффузионный ток.

Выражение для диффузионного тока электронов можно записать в следующем виде:

$$j_{n\,\text{диф}} = eD_n \frac{\Delta n}{\Delta x},$$

а для диффузионного тока дырок

$$j_{p\,\text{диф}} = eD_p \left(-\frac{\Delta p}{\Delta x}\right),$$

где $D_n = \frac{kT}{e}\mu_n$, $D_p = \frac{kT}{e}\mu_p$ — коэффициенты диффузии электронов и дырок соответственно.

Величина коэффициента диффузии зависит от подвижности носителей заряда и температуры. Чем больше их подвижность и больше температура, тем быстрей будет выравниваться концентрация носителей заряда, т. е. большим будет ток диффузии при данной неравномерности концентрации.

Таким образом, при наличии неравномерности концентрации подвижных носителей ток в каждом сечении

$$j_{\text{диф}} = j_{n\ \text{диф}} + j_{p\ \text{диф}} = eD_n \frac{\Delta n}{\Delta x} + eD_p \left(-\frac{\Delta p}{\Delta x} \right).$$

Глава 2

ЭЛЕКТРОННО-ДЫРОЧНЫЙ ПЕРЕХОД

§ 2.1. ВОЛЬТ-АМПЕРНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ЭЛЕКТРОННО-ДЫРОЧНОГО ПЕРЕХОДА

Электронно-дырочный переход (сокращенно *p-n*-переход) — основной элемент современных диодов и транзисторов. Он представляет собой переходный слой между двумя областями полупроводника, одна из которых имеет электропроводность *n*-типа, а другая *p*-типа, *p-n*-переход получают в едином кристалле полупроводника при легировании донорной и акцепторной примесями.

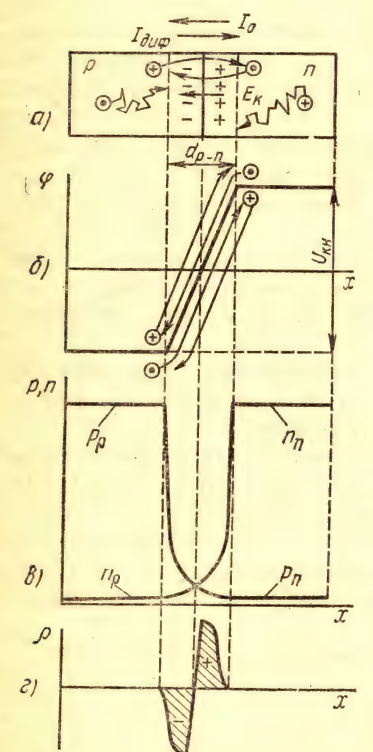


Рис. 2.1. *p-n*-Переход:

а — схематическое изображение *p-n*-перехода; *б* — распределение потенциала; *в* — распределение электронов и дырок проводимости; *г* — распределение плотности объемных зарядов

Электронно-дырочный переход обладает свойствами, которые позволяют создать на его основе различные полупроводниковые приборы. На рис. 2.1, *а* условно показан кристалл, одна часть объема которого имеет дырочную электропроводность, а другая — электронную. Электроны и дырки проводимости могут переходить через границу. Слева от границы раздела электронов значительно меньше, чем справа, поэтому электроны стремятся диффундировать в *p*-область. Как только электроны попадают в *p*-область, они начинают рекомбинировать с дырками, основными носителями в *p*-области и их концентрация по мере углубления быстро убывает. Аналогично дырки диффундируют из *p*-области в *n*-область и рекомбинируют там с электронами.

Таким образом, в *p-n*-переходе появляется ток диффузии

$$I_{\text{диф}} = I_{p\ \text{диф}} + I_{n\ \text{диф}}, \qquad (2.1)$$

направление которого совпадает с направлением диффузии дырок. Если бы дырки и электроны были нейтральными частицами, то диффузия в конечном итоге привела бы к полному выравни-

ванию концентрации дырок и отдельно электронов по всему объему кристалла.

Перемещаясь в другую область, подвижные носители оставляют нескомпенсированный заряд ионизированных атомов примеси, связанных с кристаллической решеткой. Когда электроны диффундируют из *n*-области, там остается положительный заряд ионизированных доноров, а когда из *p*-области диффундируют дырки, там остается отрицательный заряд ионизированных акцепторов. Распределение плотности указанных зарядов ρ показано на рис. 2.1, *г*.

Таким образом, в окрестности границы раздела *n*- и *p*-областей образуется переходный слой из противоположных по знаку пространственных зарядов. Его толщина обычно не превышает десятых долей микрометра. Пространственные заряды в переходе образуют электрическое поле, направленное от положительно заряженных доноров к отрицательно заряженным акцепторам, т. е. от *n*-области к *p*-области. Между *n*- и *p*-областью устанавливается разность потенциалов $U_{кн}$, которая называется контактной. У большинства германиевых *p-n*-переходов $U_{кн} = 0{,}3 \div 0{,}4$ В, а у кремниевых $U_{кн} = 0{,}7 \div 0{,}8$ В.

Электрическое поле препятствует диффузии основных носителей в соседнюю область. Между *p*- и *n*-областями устанавливается потенциальный барьер. На рис. 2.1, *б* показано распределение потенциала вдоль структуры *p-n*-перехода. Продиффундировать через *p-n*-переход могут только те немногие носители, тепловая энергия которых достаточна, чтобы преодолеть потенциальный барьер, что предотвращает выравнивание концентрации дырок и электронов по объему кристалла.

В *n*-области наряду с электронами, концентрация которых определяется концентрацией донорной примеси, имеются неосновные носители — дырки. Аналогично в *p*-области всегда имеется некоторое число электронов проводимости.

Электрическое поле в *p-n*-переходе способствует переходу неосновных носителей в соседнюю область, т. е. электронов из *p*-области в *n*-область и дырок из *n*-области в *p*-область.

Электроны проводимости в *p*-области, совершая тепловое хаотическое движение, приближаются к границе двух сред, где их захватывает электрическое поле, созданное контактной разностью потенциалов, и они переходят в *n*-область. То же самое случается с дырками в *n*-области, которые, совершая тепловое движение, приближаются к границе двух сред, захватываются полем и переходят в *p*-область (см. рис. 2.1, *а*).

Ток, создаваемый неосновными носителями, называется **тепловым током**. Он состоит, как и диффузионный ток, из двух составляющих: электронной I_{0n} и дырочной I_{0p}

$$I_0 = I_{0n} + I_{0p}. \tag{2.2}$$

Так как неосновных носителей мало, то и ток, образуемый ими, мал. Он не зависит от величины напряжения на *p-n*-переходе и является **током насыщения неосновных носителей**.

По своему направлению тепловой ток противоположен току диффузии, поэтому общий ток *p-n*-перехода

$$I_{p\text{-}n}=I_{\text{диф}}-I_0. \qquad (2.3)$$

За положительное (прямое) направление тока *p-n*-перехода принято направление тока диффузии.

Контактная разность потенциалов затрудняет диффузию основных носителей настолько, что ток диффузии становится равным по абсолютной величине тепловому току $I_{\text{диф }0}=I_0$.

При этом

$$I_{p\text{-}n}=I_{\text{диф }0}-I_0=0. \qquad (2.4)$$

Основные носители при встречной диффузии рекомбинируют в приконтактных областях *p-n*-перехода. Это приводит к образованию слоя, обедненного подвижными носителями, который обладает малой удельной проводимостью и называется **запирающим слоем** (рис. 2.1, *в*).

Средняя глубина проникновения дырок в *n*-области тем меньше, чем больше в этой области концентрация электронов проводимости. То же самое утверждение справедливо и для средней глубины проникновения электронов в *p*-область.

Ширина запирающего слоя, к которому приложено внешнее напряжение U

$$d_{p\text{-}n}=\sqrt{\frac{2\varepsilon_0\varepsilon(U_{\text{кн}}-U)}{e}\left(\frac{1}{N_{\text{д}}}+\frac{1}{N_{\text{а}}}\right)}, \qquad (2.5)$$

где ε_0 — диэлектрическая постоянная; ε — относительная диэлектрическая проницаемость кристалла; $N_{\text{д}}\approx n$; $N_{\text{а}}\approx p$ — концентрация ионизированных атомов донорной и акцепторной примесей.

Обычно концентрация примеси в одной области на 2—3 порядка меньше, чем в другой (несимметричный *p-n*-переход). В этом случае ширина части запирающего слоя, расположенной в области с малой концентрацией примеси, оказывается на 2—3 порядка больше ширины той части запирающего слоя, которая расположена в области с большей концентрацией примеси. Если $N_{\text{а}}\gg N_{\text{д}}$, то

$$d_{p\text{-}n}=\sqrt{\frac{2\varepsilon_0\varepsilon(U_{\text{кн}}-U)}{eN_{\text{д}}}}. \qquad (2.6)$$

Взаимная рекомбинация подвижных носителей в *p-n*-переходе происходит с такой интенсивностью, что в любой точке слоя, обедненного подвижными носителями, будет примерное равенство: $pn\approx n_i^2$. Данное состояние полупроводника называется **равновесным**.

Рассмотрим, какими характеристиками будет обладать *p-n*-переход в зависимости от полярности приложенного напряжения.

Обратное направление для *p-n*-перехода. При обратном направлении, подаваемого на *p-n*-переход смещения, источник подключается так, чтобы поле, создаваемое внешним напряжением, совпадало с полем в *p-n*-переходе (рис. 2.2). В этом случае поля складываются, потенциальный барьер между *p*- и *n*-областями возрастает и становится

равным сумме $U_{кн}+U$. Количество основных носителей, способных преодолеть отталкивающее действие результирующего поля, уменьшается. Соответственно уменьшается и ток диффузии. Под влиянием электрического поля, создаваемого источником напряжения U, основные носители будут оттягиваться от приконтактных слоев в глубь

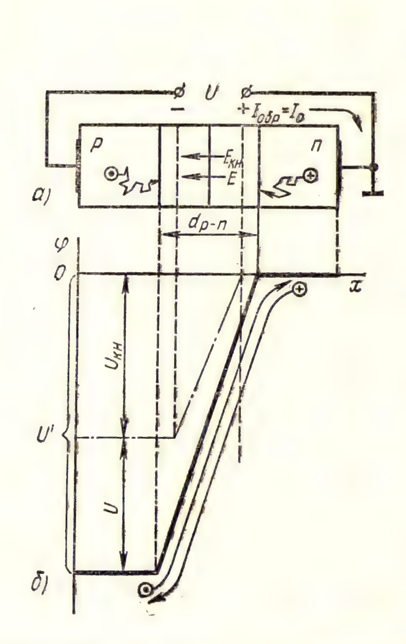


Рис. 2.2. Обратное направление для *p-n*-перехода:

а — схема включения; *б* — распределение потенциала

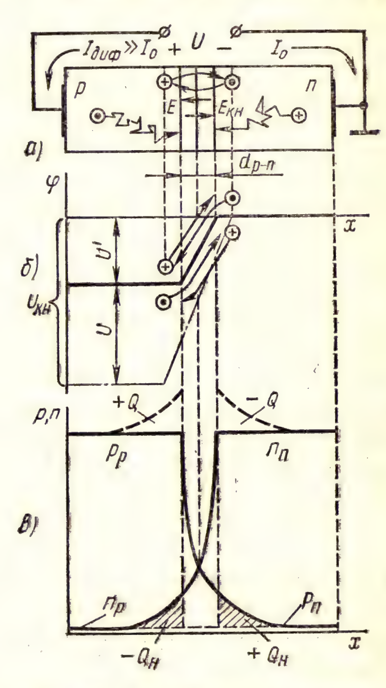


Рис. 2.3. Прямое направление *p-n*-перехода:

а — схема включения; *б* — распределение потенциала; *в* — распределение электронов проводимости и дырок

полупроводника. В результате ширина запирающего слоя увеличивается по сравнению с шириной в равновесном состоянии.

По мере увеличения внешнего напряжения остается все меньше подвижных носителей, способных преодолеть возрастающее тормозящее электрическое поле, и поэтому диффузионный ток через переход с увеличением обратного напряжения стремится к нулю. Эта зависимость имеет экспоненциальный характер:

$$I_{n\,диф}=I_{n0}\exp\left[-\frac{eU}{kT}\right], \tag{2.7}$$

$$I_{p\,диф}=I_{p0}\exp\left[-\frac{eU}{kT}\right], \tag{2.8}$$

где I_{n0} и I_{p0} — диффузионный ток электронов из *n*-области и дырок из *p*-области при $U=0$. При комнатной температуре $e/kT=39$ В$^{-1}$ поэтому экспоненциальная зависимость очень сильная.

Общий диффузионный ток

$$I_{диф}=(I_{p0}+I_{n0})\exp\left[-\frac{eU}{kT}\right]=I_{диф\,0}\exp\left[-\frac{eU}{kT}\right],$$

где $I_{диф0}=I_{p0}+I_{n0}$.

Полный ток через переход равен разности диффузионного и теплового токов, поскольку они направлены в разные стороны. Практически все неосновные носители, подходящие к *p-n*-переходу, перемещаются в соседнюю область. Поэтому тепловой ток зависит от концентрации неосновных носителей в *n*-, *p*-областях и не зависит от напряжения, приложенного к *p-n*-переходу. Полный ток через *p-n*-переход

$$I_{p\text{-}n}=I_{диф\,0}\exp\left[-\frac{eU}{kT}\right]-I_0. \qquad (2.9)$$

При внешнем напряжении, равном нулю, $I_{диф0}=I_0$, поэтому зависимость тока от обратного напряжения принимает следующий вид:

$$I_{p\text{-}n}=I_0\left\{\exp\left[-\frac{eU}{kT}\right]-1\right\}. \qquad (2.10)$$

Прямое направление для *p-n*-перехода. При прямом направлении смещения на *p-n*-переходе источник включается так, что поле, создаваемое внешним напряжением в *p*-, *n*-переходе, направлено навстречу собственному полю *p-n*-перехода (рис. 2.3). В этом случае потенциальный барьер между *p-n*-областями уменьшается. Диффузия основных носителей через *p-n*-переход облегчается и во внешней цепи возникает ток, примерно равный току диффузии.

Так как прямое напряжение вызывает встречное движение дырок и электронов, то их концентрация в приконтактных областях возрастает, что приводит к уменьшению ширины запирающего слоя. Зависимость тока диффузии от прямого напряжения имеет вид

$$I_{диф}=I_{диф0}\exp\left[\frac{eU}{kT}\right]. \qquad (2.11)$$

Так же как и для обратного включения, тепловой ток не будет зависеть от напряжения. Полный ток через *p-n*-переход равен разности диффузионного и теплового, т. е.

$$I_{p\text{-}n}=I_{диф}-I_0=I_{диф\,0}\exp\left[\frac{eU}{kT}\right]-I_0=I_0\left\{\exp\left[\frac{eU}{kT}\right]-1\right\}. \qquad (2.12)$$

Формулу (2.12) можно считать универсальной, если принять, что внешнее напряжение в нее входит со своим знаком (прямое направление положительное, обратное — отрицательное).

При прямом смещении на *p-n*-переходе экспоненциальный член быстро возрастает и единицей в фигурных скобках можно пренебречь, поэтому $I_{p-n}\approx I_{диф}$. При обратном смещении на *p-n*-переходе экспоненциальный член стремится к нулю и ток через *p-n*-переход равен тепловому току I_0.

Зависимость тока I_{p-n} от внешнего напряжения, т. е. теоретическая вольт-амперная характеристика *p-n*-перехода, соответствующая формуле (2.12), показана на рис. 2.4.

На вольт-амперную характеристику сильно влияет температура. С изменением температуры смещается как обратная, так и прямая ветвь характеристики.

Зависимость от температуры обратной ветви вольт-амперной характеристики определяется температурной зависимостью тока I_0.

При повышении температуры увеличивается число пар электрон — дырка, возникающих в *p*- и *n*-областях вследствие теплового движения атомов. Это приводит к увеличению теплового тока I_0 *p-n*-перехода.

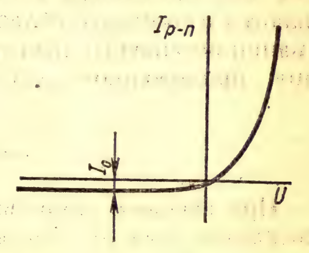


Рис. 2.4. Вольт-амперная характеристика *p-n*-перехода

Зависимость от температуры прямой ветви вольт-амперной характеристики при малых прямых напряжениях согласно выражению (2.12) определяется изменениями тока I_0 и показателя экспоненты. Прямой ток через *p-n*-переход возрастает с увеличением температуры вследствие увеличения тока I_0. Но при больших прямых токах основную роль начинает играть проводимость полупроводникового кристалла, которая уменьшается с увеличением температуры, что приводит к снижению прямого тока.

§ 2.2. ИНЖЕКЦИЯ НЕОСНОВНЫХ НОСИТЕЛЕЙ. ДИФФУЗИОННАЯ ЕМКОСТЬ

Процесс введения носителей заряда через электронно-дырочный переход при понижении высоты потенциального барьера в область полупроводника, где эти носители являются неосновными, называется и н ж е к ц и е й (от английского слова inject — впрыскивать, вводить).

Инжектированные носители, например дырки, диффундируют в глубь *n*-области, при этом они рекомбинируют с основными носителями — электронами, и их концентрация постепенно по мере увеличения расстояния от *p-n*-перехода снижается до равновесной. То же самое происходит с электронами, инжектированными в *p*-область.

Концентрация инжектированных носителей убывает в направлении от *p-n*-перехода по экспоненциальному закону (см. рис. 2.3, *в*).

Таким образом, инжектированные носители обладают конечным временем жизни τ.

В тех местах полупроводника, в которых находятся не успевшие рекомбинировать инжектированные носители, условие (1.11) не выполняется ($pn > n_i^2$). Такое состояние полупроводника называется н е р а в н о в е с н ы м, а инжектированные носители, не находящиеся в термодинамическом равновесии по концентрации и энергетическому распределению, — н е р а в н о в е с н ы м и н о с и т е л я м и.

На рис. 2.5, *а* показано примерное распределение концентрации неравновесных носителей (заштрихованная область) для случая бесконечно тонкого и несимметричного *p-n*-перехода ($p_p \gg n_n$). Это распределение определяется формулой

$$p_n = (p'_n - p_{n0}) \exp\left[-\frac{x}{L_p}\right], \qquad (2.13)$$

где p'_n — концентрация дырок в *n*-области на границе с *p*-областью при инжекции (разность $p'_n - p_{n0}$ является концентрацией неравновесных носителей на этой границе); p_{n0} — концентрация дырок в глубине *n*-области; L_p — диффузионная длина пробега дырок в *n*-области. Она равна расстоянию, на котором концентрация дырок, инжектируемых в *n*-область, убывает вследствие рекомбинации в *e* раз (*e* — основание натуральных логарифмов).

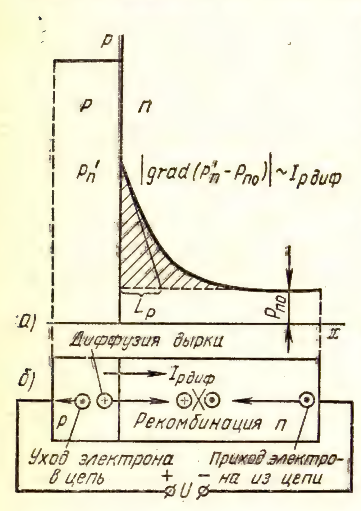


Рис. 2.5. Распределение концентрации неравновесных дырок при инжекции в электронную область (заштрихована) (*а*) и схема переноса зарядов через структуру с *p-n*-переходом (*б*)

Диффузионная длина связана с коэффициентом диффузии и временем жизни:

$$L_p = \sqrt{D_p \tau_p}. \qquad (2.14)$$

Все сказанное в отношении инжекции дырок относится и к инжекции электронов.

Инжекция неосновных носителей не сопровождается нарушением электронейтральности тех областей, куда они вводятся, т. е. инжекция не приводит к появлению поля в объеме полупроводника.

Рассмотрим это на примере. Дырка, вошедшая в *n*-область (рис. 2.5, *б*), представляет положительный заряд, поле которого распространяется по полупроводнику и притягивает электрон, отрицательный заряд которого должен скомпенсировать заряд дырки. В месте нахождения электрона тоже появляется положительный заряд, который притягивает следующий электрон. Этот процесс со скоростью света распространяется по кристаллу и доходит до контакта, где избыточный положительный заряд компенсируется электроном, входящим в кристалл из внешней цепи. Таким образом, сколько инжектируется дырок в *n*-область через *p-n*-переход, столько же приходит электронов из внешней цепи. Дырки, инжектированные через *p-n*-переход, и электроны, вошедшие через контакт, направлены навстречу друг другу и рекомбинируют в объеме полупроводника.

Аналогичные процессы происходят при инжекции электронов в *p*-область, в которой одновременно с введением электрона через *p-n*-переход происходит введение дырки через контакт кристалла с внешней цепью (что соответствует перемещению электрона из полупроводника в контакт).

В практике часто применяют несимметричные *p-n*-переходы, в которых концентрации примесей в *p*- и *n*-областях различны: $p_p \gg n_n$ или $n_n \gg p_p$. Ток диффузии в этом случае определяется инжекцией основных носителей из области с более высокой концентрацией примеси.

При протекании через *p-n*-переход прямого тока около перехода в *n*- и *p*-областях происходит накопление инжектированных неравновесных носителей. Неравновесные носители образуют пространственные заряды соответствующих знаков, величины которых прямо пропорциональны заштрихованным областям (рис. 2.3, *в*). Эти заряды согласно закону электростатической индукции притягивают и удерживают пространственные заряды противоположных знаков, создаваемых основными носителями этих областей, концентрация которых вблизи *p-n*-перехода повышается (штриховая линия, см. рис. 2.3, *в*). Количество неравновесных носителей, например дырок в *n*-области, будет зависеть от величины потенциального барьера, т. е. от напряжения внешнего источника.

Увеличение прямого напряжения приведет к увеличению неравновесных и индуцированных зарядов. Изменение зарядов при изменении напряжения эквивалентно некоторой емкости, получившей название д и ф ф у з и о н н о й.

Известно, что

$$C = \Delta Q / \Delta U,$$

где Q — заряд, накапливаемый емкостью.

Изменение напряжения на *p-n*-переходе ΔU вызывает приращение диффузионного тока, а это приводит к увеличению неравновесных и индуцированных зарядов ΔQ.

Если быстро сменить полярность источника, то в начальный момент во внешней цепи появится значительный обратный ток, обусловленный процессом рассасывания неравновесных носителей заряда — обратным переходом неравновесных носителей, накопленных в *n*- и *p*-областях, а затем обратный ток станет равным I_0. Большое значение обратного тока в начальный момент при смене полярности внешнего источника соответствует разряду диффузионной емкости. Перезарядка диффузионной емкости не происходит, так как она при отсутствии тока диффузии перестает существовать.

Диффузионная емкость прямо пропорциональна току диффузии и времени жизни носителей:

$$C_{\text{диф}} \approx \frac{e}{kT} (I_{p\,\text{диф}} \tau_p + I_{n\,\text{диф}} \tau_n). \qquad (2.15)$$

Для несимметричного *p-n*-перехода ($p_p \gg n_n$)

$$C_{\text{диф}} \approx \frac{e}{kT} I_{p\,\text{диф}} \tau_p \approx \frac{e}{kT} (I_{p\text{-}n} + I_0) \tau_p = \frac{e}{kT} \exp\left[\frac{eU}{kT}\right] \tau_p. \qquad (2.16)$$

Если $\tau_p = 5$ мкс, $I_{p\,\text{диф}} = 10$ мА, то $C_{\text{диф}} \approx 2$ мкФ.

§ 2.3. ЗАРЯДНАЯ ЕМКОСТЬ *p-n*-ПЕРЕХОДА

Область пространственного заряда электронно-дырочного перехода имеет двойной электрический слой: из положительно заряженных доноров и отрицательно заряженных акцепторов. Этот двойной электрический слой образует емкость, которую называют з а р я д н о й е м к о с т ь ю *p-n*-перехода.

Зарядную емкость можно определить по формуле плоского конденсатора

$$C_{зар} = \frac{\varepsilon\varepsilon_0 S_{p\text{-}n}}{d_{p\text{-}n}}, \tag{2.17}$$

$S_{p\text{-}n}$ — площадь *p-n*-перехода.

Зависимость зарядной емкости от внешнего напряжения можно установить с помощью формулы (2.17). После преобразований получим

$$C_{зар} \approx C_0 \sqrt{\frac{U_{кн}}{U_{кн} - U}}, \tag{2.18}$$

где $C_0 = \frac{\varepsilon\varepsilon_0 S_{p\text{-}n}}{d_{p\text{-}n}(U=0)}$ — зарядная емкость *p-n*-перехода при $U = 0$.

При прямом смещении *p-n*-перехода его ширина уменьшается и зарядная емкость возрастает.

При обратном смещении *p-n*-перехода его ширина увеличивается и зарядная емкость уменьшается.

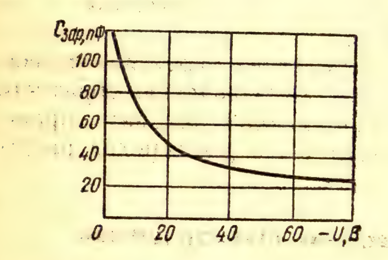


Рис. 2.6. Зависимость зарядной емкости *p-n*-перехода от величины обратного напряжения

На рис. 2.6 показана зависимость зарядной емкости германиевого диода типа ГД107 от величины обратного напряжения.

При прямых напряжениях зарядная емкость меньше диффузионной. При обратных — она значительно больше $C_{диф}$, которая в данном случае практически равна нулю.

§ 2.4. ПРОБОЙ *p-n*-ПЕРЕХОДА

Различают электрический и тепловой пробой *p-n*-перехода.

Электрический пробой бывает л а в и н н ы м и т у н н е л ь н ы м.

Туннельный пробой возникает в очень узких (тонких) *p-n*-переходах при напряжении, не превышающем 7 В.

Сильное электрическое поле в узком *p-n*-переходе создает условие для переходов валентных электронов из *p*-области непосредственно в зону проводимости *n*-области (рис. 2.7) вследствие туннельного эффекта.

Лавинный пробой является результатом ударной ионизации атомов кристалла. Носители заряда, попавшие в область пространственного заряда *p-n*-перехода, под действием сильного электрического поля

приобретают энергию, достаточную для ударной ионизации атомов кристалла. Лавинный пробой возникает в *p-n*-переходах, толщина которых больше средней длины свободного пробега носителей между их очередными столкновениями с узлами кристаллической решетки. Этот вид пробоя наблюдается обычно при обратных напряжениях, бо́льших 15 В. В области 7—15 В электрический пробой *p-n*-перехода связан с действием лавинного и туннельного механизмов роста числа носителей заряда.

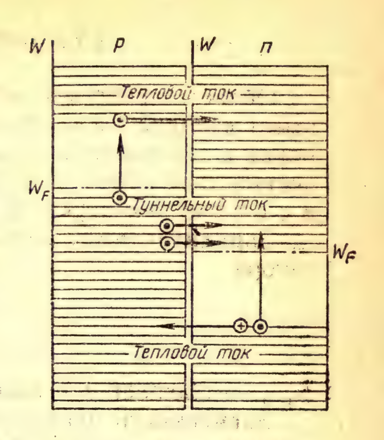


Рис. 2.7. Туннельный пробой *p-n*-перехода

Тепловой пробой *p-n*-перехода возникает в результате нарушения равновесия между выделяемым в *p-n*-переходе и отводимым от него теплом. С увеличением обратного напряжения и тока увеличивается тепловая мощность, выделяемая в *p-n*-переходе, а следовательно, возрастает температура перехода. В свою очередь увеличение температуры приводит к увеличению обратного тока и выделяющейся мощности. При определенных условиях происходит лавинообразное нарастание температуры и *p-n*-переход разрушается.

§ 2.5. КОНТАКТ МЕТАЛЛ — ПОЛУПРОВОДНИК. ПЕРЕХОД ШОТТКИ

Основную роль в контактных явлениях играет работа выхода из металла и полупроводника. Рассмотрим контакт металла с полупроводником *n*-типа.

Работа выхода из металла ($\varphi_м$) или полупроводника ($\varphi_п$) определяется как работа, необходимая для перевода электрона с уровня Ферми в вакуум. На рис. 2.8, *а* изображены энергетические диаграммы для изолированных друг от друга металла и полупроводника *n*-типа, помещенных в вакуум.

Уровень Ферми в металле расположен у вершины электронного распределения. Предположим, что работа выхода из металла выше, чем из полупроводника. При соприкосновении полупроводника и металла преимущественный переход электронов происходит из вещества с большей энергией уровня Ферми в вещество с меньшей энергией уровня Ферми. В рассматриваемом случае поток электронов из полупроводника в металл будет преобладающим.

В результате металл начинает заряжаться отрицательно, а полупроводник — положительно и между ними у границы контакта возникают объемные заряды и устанавливается контактная разность потенциалов $U_{кн}$. Направленное перемещение электронов будет происходить до тех пор, пока уровни Ферми не выравняются и не установится состояние динамического равновесия (рис. 2.8, *б*). Вследствие сравнительно малой концентрации электронов в полупроводнике (на несколько порядков ниже, чем в металле) электроны будут идти из

объема, оставляя в приконтактном слое полупроводника нескомпенсированный положительный заряд доноров. В результате возникает слой, обедненный носителями заряда, т. е. слой повышенного сопротивления.

В объеме полупроводника потенциал спадает по экспоненциальному закону:

$$\varphi = \varphi_0 e^{-\frac{x}{L_д}}, \qquad (2.19)$$

где φ_0 — потенциал на границе с металлом; $L_д$ — длина экранирования, или дебаевская длина, соответствующая расстоянию, на котором потенциал спадает в e раз. Величина $L_д$ может быть принята за ширину области пространственного заряда:

$$L_д = \sqrt{\frac{\varepsilon\varepsilon_0 kT}{n_0 e^2}}, \qquad (2.20)$$

где n_0 — равновесная концентрация основных носителей.

Ширина области пространственного заряда в полупроводниках составляет единицы микрометров, а в металлах—менее 10^{-4} мкм. В результате зоны энергии в приконтактной области полупроводника искривляются кверху, как показано на рис. 2.8, *б*.

Чтобы преодолеть контактный потенциальный барьер, электрон металла или полупроводника должен обладать энергией $e(\varphi_м - \varphi_п)$ сверх энергии уровня Ферми. Так как такой слой препятствует протеканию тока через контакт, он является запирающим.

Рис. 2.8. Энергетические диаграммы контакта металл—электронный полупроводник:

а — образцы не контактируют; *б* — контакт металл—полупроводник *n*-типа при $\varphi_м > \varphi_п$; *в* — контакт металл—полупроводник *n* типа при $\varphi_п > \varphi_м$

Впервые образование потенциального барьера в приконтактной области металла и полупроводника было описано в 1938 г. Шоттки. По имени ученого электрический переход такого типа называют переходом Шоттки.

Если работа выхода из металла меньше работы выхода из полупроводника, то преимущественный переход электронов будет происходить из металла в полупроводник, в результате чего в приконтактном слое повышается концентрация электронов и понижается сопротивление. На рис. 2.8, *в* показаны энергетические диаграммы для контакта металла с полупроводником *n*-типа при $\varphi_п > \varphi_м$. Искривление зон энергетической диаграммы в этом случае произойдет в противополож-

ную сторону. Слой полупроводника, в котором концентрация основных носителей заряда больше концентрации ионизированных доноров или акцепторов, называется о б о г а щ е н н ы м.

В случае контакта металла с дырочным полупроводником при $\varphi_м > \varphi_п$ час - электронов из полупроводника уйдет в металл, поэтому приконтактный слой будет иметь повышенную концентрацию дырок и пониженное сопротивление. Слой будет также обогащенным.

На рис. 2.9, *а* приведены искривленные зоны для контакта металл — полупроводник *p*-типа при $\varphi_м > \varphi_п$.

При $\varphi_м < \varphi_п$ возникает запирающий слой. Энергетические диаграммы для этого случая приведены на рис. 2.9, *б*.

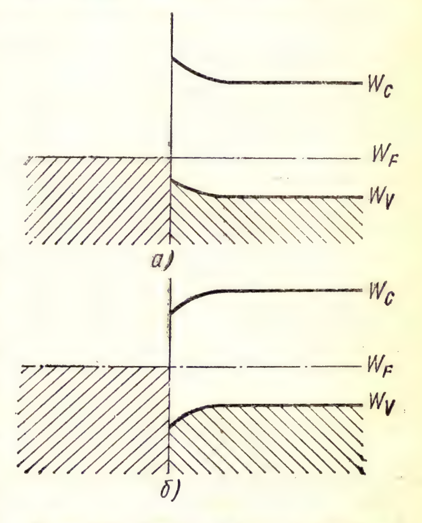


Рис. 2.9. Энергетическая диаграмма контакта металл — дырочный полупроводник:
а — при $\varphi_м > \varphi_п$; *б* — при $\varphi_п > \varphi_м$

Электрическое поле внешнего напряжения, совпадающее по направлению с внутренним полем, в случае запирающего слоя увеличивает ширину области пространственного заряда, а противоположно направленное поле уменьшает ее. Таким образом, при образовании обедненного слоя получается выпрямляющий переход металл—полупроводник. Вольт-амперная характеристика контакта металл — полупроводник в этом случае имеет вид, схожий с вольт-амперной характеристикой *p-n*-перехода.

Обогащенный слой имеет низкое сопротивление при любой полярности внешнего напряжения, приложенного к переходу. В связи с этим обогащение приконтактного слоя полупроводника носителями заряда важно для создания невыпрямляющих омических переходов в полупроводниковых приборах.

На рис. 2.10, *а* показана энергетическая диаграмма, соответствующая случаю, когда нижняя граница зоны проводимости полупроводника в приконтактном слое находится ниже уровня Ферми. В образовавшееся «углубление» устремляются электроны. Приконтактный слой будет обладать высокой проводимостью. Такая же картина наблюдается в случае контакта металла с сильно легированным полупроводником *p*-типа при $\varphi_п < \varphi_м$ (рис. 2.10, *б*).

Это случаи невыпрямляющего контакта. Определяющим сопротивлением в такой системе является сумма сопротивлений металла и тела полупроводника.

Таким образом, для создания хорошего невыпрямляющего контакта металла с полупроводником *p*-типа должно выполняться условие $\varphi_м < \varphi_п$ и с полупроводником *n*-типа $\varphi_м > \varphi_п$.

При образовании контакта металла с собственным полупроводником происходит обогащение носителями заряда приконтактного слоя

и проводимость его увеличивается. На рис. 2.11, *а* приведены энергетические диаграммы для такого контакта.

В результате искривления зон в приконтактном слое слабо легированного электронного полупроводника с металлом (рис. 2.11, *б*) может измениться тип электропроводности. Уровень Ферми лежит близко к середине запрещенной зоны. Искривление зон приводит к тому, что уровень Ферми в приконтактной области полупроводника пересекает

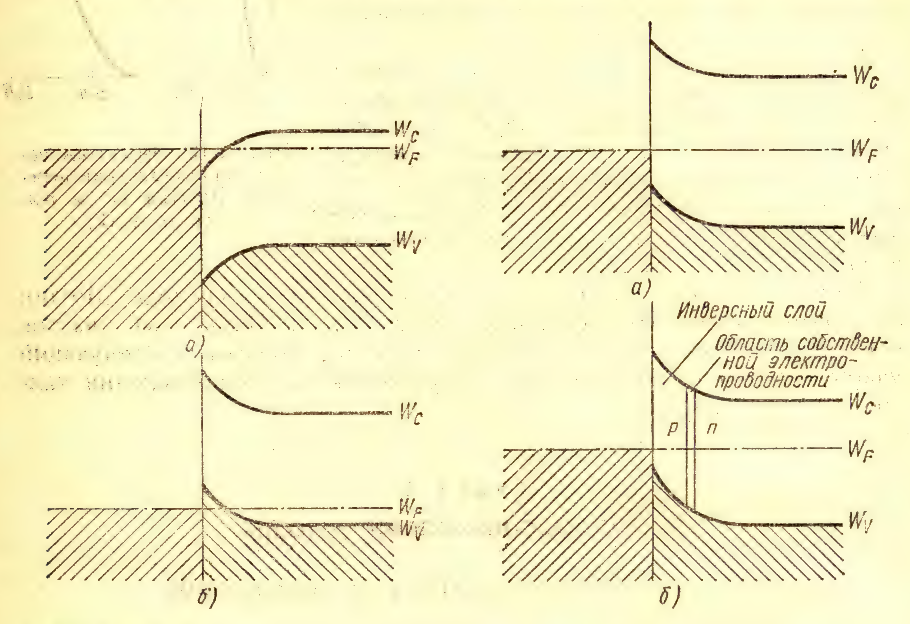


Рис. 2.10. Энергетические диаграммы контакта металл — высоколегированный полупроводник для создания омических переходов:
а — контакт с полупроводником *n*-типа; *б* — контакт с полупроводником *p*-типа

Рис. 2.11. Энергетические диаграммы контакта металл — полупроводник с собственной электропроводностью (*а*) и металл — слаболегированный полупроводник *n*-типа (*б*)

середину запрещенной зоны. В точке пересечения концентрации электронов и дырок равны, что соответствует собственному полупроводнику . Слева от точки пересечения образуется так называемый инверсный слой *p*-типа. В этом слое концентрация электронов ниже концентрации дырок.

Контакт металл—полупроводник *n*-типа (переход Шоттки) позволил значительно улучшить характеристики различных приборов и интегральных микросхем и в последнее время получил широкое применение.

При небольших обратных напряжениях основным механизмом протекания тока через переход Шоттки является термоэлектронная эмиссия, т. е. переход электронов, получивших достаточную тепловую энергию, через энергетический барьер металл—полупроводник.

Согласно теории термоэлектронной эмиссии, зависимость плотности тока от напряжения имеет вид

$$I_{обр} = I_0 [\exp(-eU/kT) - 1], \qquad (2.21)$$

где $I_0 = AT^2 \exp(-U_{кн}/kT)$,

здесь A — постоянная, учитывающая эффективную массу электронов в полупроводнике, $U_{кн}$ — высота барьера Шоттки.

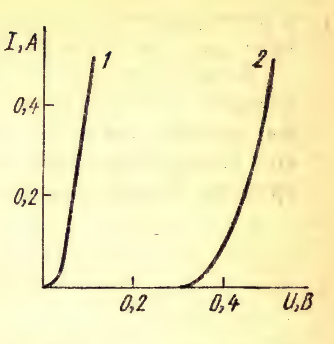


Рис. 2.12. Вольт-амперные характеристики перехода Шоттки (*1*) и *p-n*-перехода (*2*)

При увеличении обратного напряжения возбужденные электроны, получившие достаточную энергию, проходят через энергетический барьер за счет туннельного эффекта. При дальнейшем увеличении напряжения ширина барьера увеличивается и преобладающим механизмом будет лавинное умножение и пробой полупроводника.

Прямая ветвь вольт-амперной характеристики перехода Шоттки (*1*) и *p-n*-перехода (*2*) изображена на рис. 2.12. Начальный участок представляет собой режим термоэлектронной эмиссии, а следующий участок определяется падением напряжения на сопротивлении толщи полупроводника.

Глава 3
ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ДИОДЫ

§ 3.1. УСТРОЙСТВО ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ДИОДОВ

Полупроводниковым диодом называют полупроводниковый прибор с одним электрическим переходом и двумя выводами.

Различные типы полупроводниковых диодов отличаются друг от друга как по своим свойствам и назначению, так и по конструкции. Полупроводниковые диоды бывают плоскостные и точечные. В плоскостных диодах линейные размеры перехода, определяющие его площадь, значительно больше толщины. В точечных — линейные размеры меньше, чем характеристическая длина, определяющая физические процессы в диоде (толщина области пространственного заряда, диффузионная длина и т. д.).

Плоскостные *p-n*-переходы для полупроводниковых диодов получают методами сплавления, диффузии и эпитаксии. На рис. 3.1, *а* показаны основные элементы полупроводникового германиевого диода, изготовленного методом сплавления. Для изготовления такого диода на пластинку германия *n*-типа накладывается таблетка индия. В процессе последующей термической обработки таблетка расплавляется и растворяет прилегающую к ней поверхность пластинки германия. При остывании на границе расплава кристаллизуется тонкий слой германия, сильно легированный индием, т. е. слой с резко выраженной дырочной электропроводностью.

С помощью свинцово-оловянистого припоя создается невыпрямляющий омический контакт. У диода, изготовленного методом сплавления, p-n-переход получается резко несимметричным ($p_p \gg n_n$), поэтому у такого диода электронная составляющая тока диффузии оказывается много меньше дырочной составляющей:

$$I_{\text{диф}} = I_p + I_n \approx I_p,$$

т. е. ток диффузии (прямой ток) определяется в основном инжекцией дырок из p-области в n-область.

Область полупроводникового прибора с большой концентрацией основных носителей заряда, назначением которой является инжекция носителей в базовую область, называют эмиттером, а область с малой концентрацией, в которую инжектируются неосновные для этой области носители заряда, — базой (см. рис. 3.1, *а*).

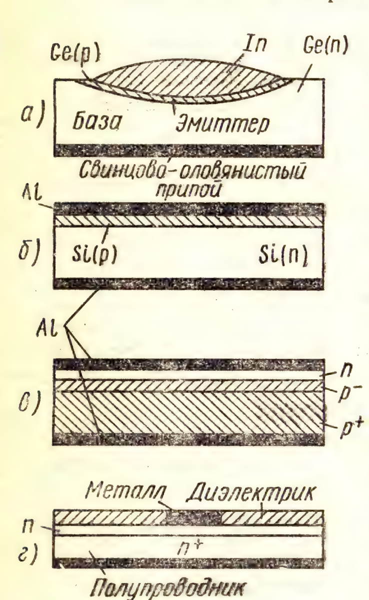


Рис. 3.1. Структуры плоскостных полупроводниковых диодов изготовленных:

а — методом сплавления; *б* — методом диффузии; *в* — методом эпитаксиального наращивания; *г* — структура с переходом Шоттки

При изготовлении плоскостного перехода диффузионным методом проводится диффузия акцепторной или донорной примеси из газовой среды в глубь пластины с электропроводностью n- или p-типа соответственно.

В диффузионных переходах концентрация введенной в поверхностный слой примеси уменьшается с глубиной, поэтому эмиттерный слой получается неоднородным, а p-n-переход — плавным (толщина области изменения концентрации примеси сравнима с толщиной области пространственного заряда). Омические контакты создают с помощью напыления Al в вакууме (рис. 3.1, *б*).

При изготовлении диода методом эпитаксии на полупроводниковой пластине, содержащей акцепторную примесь, наращивают кристаллический слой с донорной примесью, что позволяет получить резкий p-n-переход.

Метод эпитаксиального наращивания позволяет расположить между слоем n-типа и пластиной p^+-типа тонкий слой p^--типа с малым содержанием акцепторной примеси. Этот слой выполняет функцию базы диода. Обладая малой концентрацией основных носителей, он тем самым обеспечивает относительно большую толщину p-n-перехода (рис. 3.1, *в*).

К плоскостным диодам можно отнести диоды с переходом Шоттки. Процесс изготовления переходов Шоттки следующий. На низкоомной подложке из кремния n-типа выращивается эпитаксиальный слой n-типа. На поверхности эпитаксиального слоя термически наращивается пассивирующий слой SiO_2. Методами фотолитографии в слое

SiO_2 протравливаются окна, в которые наносится металл, образующий переход Шоттки.

Точечный диод (принципиальное устройство) показан на рис. 3.2, *а*. При его изготовлении к поверхности хорошо отшлифованной и отполированной пластины германия или кремния *n*-типа прижимают заостренную металлическую иглу. В месте соприкосновения иглы с полупроводником образуется выпрямляющий переход. Для улучшения его свойств контакт подвергают электрической формовке, пропуская через точечный контакт мощные короткие импульсы тока. При этом происходит местный разогрев контакта и кончик иглы сплавляется с полупроводником, что обеспечивает стабильность и механическую прочность контакта. Кроме того, часть материала иглы или часть входящих в нее примесей диффундирует в полупроводник, образуя под точечным контактом полусферическую микрообласть с дырочной электропроводностью (рис. 3.2, *б*).

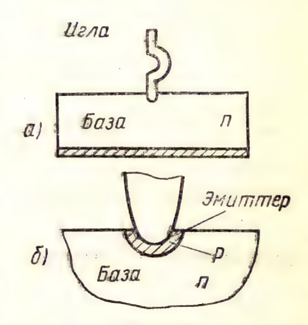


Рис. 3.2. Структура точечного диода (*а*). Образование *p-n*-перехода после формовки (*б*)

Примером может служить точечный диод, у которого базой служит пластинка германия *n*-типа, а игла выполнена из бериллиевой бронзы. В данном случае роль акцептора выполняет диффундирующий в кристалл бериллий. Невыпрямляющий контакт у точечного диода выполняется так же, как и у плоскостного.

Плоскостные и точечные диоды герметизируются в корпуса (металлический, металлокерамический, стеклянный) или заливаются эпоксидными смолами.

Независимо от технологии изготовления диоды по назначению делятся на следующие основные группы: выпрямительные, высокочастотные, сверхвысокочастотные, импульсные, стабилитроны, варикапы, туннельные, фотодиоды и светодиоды.

Для обозначения полупроводниковых диодов используют четыре элемента*.

Первый элемент обозначения — буква или цифра — означающие исходный материал: Г или 1 — германий; К или 2 — кремний; А или 3 — арсенид галлия.

Второй элемент обозначения — буква, указывающая класс или группу приборов; Д — выпрямительные, высокочастотные, импульсные диоды; В — варикапы; А — сверхвысокочастотные диоды; И — туннельные диоды; С — стабилитроны.

Третий элемент обозначения — число, указывающее назначение или электрические свойства прибора. Например:

---

* Диоды, разработанные и освоенные промышленностью до 1964 г., обозначают по-старому, первый элемент обозначения — буква Д.

Прибор	Номер прибора
Выпрямительные диоды	101÷399
Высокочастотные диоды	401÷499
Импульсные диоды	501÷599
Варикапы	601÷699

Четвертый элемент — буква, указывающая разновидность типа из данной группы приборов.

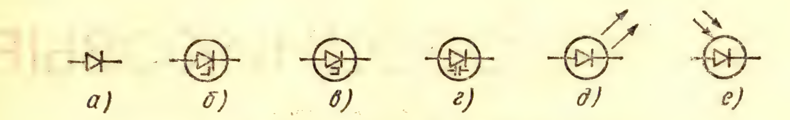


Рис. 3.3. Графические изображения диодов:
а — выпрямительный, СВЧ, импульсный; *б* — стабилитрон; *в* — туннельный; *г* — варикап; *д* — светоизлучающий; *е* — фотодиод

Пример обозначения: 2Д503Б — кремниевый импульсный диод, разновидность типа Б.

На рис. 3.3 показаны условные изображения диодов. Стрелка указывает прямое направление тока диода.

§ 3.2. ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ И ПАРАМЕТРЫ ДИОДОВ

Вольт-амперная характеристика (ВАХ) диодов снимается с помощью схем, показанных на рис. 3.4, *а*, *б*.

Экспериментальная (реальная) вольт-амперная характеристика диода $I = \varphi(U)$ имеет некоторые отличия от теоретической характеристики, определяемой формулой (2.12).

На рис. 3.4, *в* реальная вольт-амперная характеристика диода показана сплошной, а теоретическая — штриховой линией. Расхождение теоретической и реальной характеристик на отдельных участках происходит по следующим причинам:

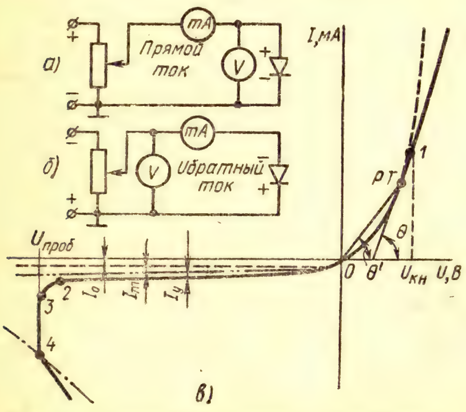


Рис. 3.4. Схемы для снятия вольт-амперной характеристики диодов (*а*, *б*); вольт-амперная характеристика диода (*в*)

1. В прямом направлении при $U \geqslant U_{кн}$ сопротивление диода определяется сопротивлением объема полупроводниковых областей (в основном это сопротивление, образуемое базовой областью и сопротивлением контактов). Поэтому реальная вольт-амперная характеристика после точки *1* отклоняется от теоретической в сторону больших падений напряжений.

2. При $U < 0$ на участке характеристики между точками *0—2* обратный ток диода оказывается больше теплового тока I_0. В общем случае он состоит из трех основных составляющих:

$$I_{обр} = I_0 + I_т + I_у,$$

где $I_т$ — ток термогенерации, который определяется количеством носителей (дырок и электронов), возникающих в области пространственного заряда *p-n*-перехода из-за теплового возбуждения. Этот ток зависит от объема запирающего слоя и его температуры. Чем больше объем слоя, тем больше (за единицу времени) в нем генерируется дырок и электронов, тем большим оказывается $I_т$. Следовательно, ток термогенерации несколько увеличивается и с увеличением обратного напряжения, так как в этом случае происходит расширение областей пространственного заряда *p-n*-перехода. У германиевого диода $I_т \ll I_0$, а у кремниевого, наоборот, $I_т \gg I_0$.

$I_у$ — ток утечки, который протекает по поверхности кристалла от эмиттера к базе. Он в сильной степени зависит от состояния (загрязнения) этой поверхности и почти не зависит от температуры. Ток утечки увеличивается при увеличении обратного напряжения примерно по линейному закону и в основном определяет наклон обратной ветви вольт-амперной характеристики диода.

3. Между точками *2—3* увеличивается обратный ток. Этот участок соответствует предпробойному состоянию диода. В точке *3* происходит электрический пробой *p-n*-перехода, сопровождающийся резким увеличением обратного тока при незначительном увеличении обратного напряжения.

На рис. 3.4, *в* штрихпунктиром показана линия допустимой мощности, рассеиваемой диодом.

У некоторых типов диодов при обычных условиях возможен только тепловой пробой. У большинства диодов вначале наступает электрический пробой, который при увеличении обратного тока переходит в тепловой (рис. 3.4, *в*, точка *4*).

Вольт-амперные характеристики полупроводниковых диодов зависят от температуры окружающей среды. На рис. 3.5 показано влияние температуры на вольт-амперную характеристику германиевого плоскостного диода ГД102, а на рис. 3.6 — плоскостного кремниевого диода КД205. Отметим, что прямую и обратную ветви ВАХ обычно изображают в разных масштабах.

С увеличением температуры увеличиваются тепловой ток и ток термогенерации, т. е. увеличивается обратный ток диода.

Примерное значение обратного тока диода можно найти по следующей эмпирической формуле:

$$I_{обр} = I_{обр\,20^\circ C} A^{\frac{t^\circ - 20^\circ}{10^\circ}}, \qquad (3.1)$$

где A — коэффициент, примерно равный 2 для германиевых диодов и 2,5 для кремниевых, t — температура, °C.

С увеличением температуры прямой ток диода также увеличивается. Это следует из выражения (2.12), у которого перед фигурными

скобками стоит множитель I_0, возрастающий с увеличением температуры. Но при больших прямых токах основную роль начинает играть электропроводность полупроводниковых кристаллов (прежде всего электропроводность базы), которая в интервале рабочих температур уменьшается с увеличением температуры (см. рис. 1.9, кривая *1*), что приводит к снижению прямого тока.

С увеличением температуры напряжение лавинного пробоя кремниевых диодов увеличивается (см. рис. 3.6). Это происходит из-за теплового рассеяния подвижных носителей и сокращения средней длины их свободного пробега в *p-n*-переходе.

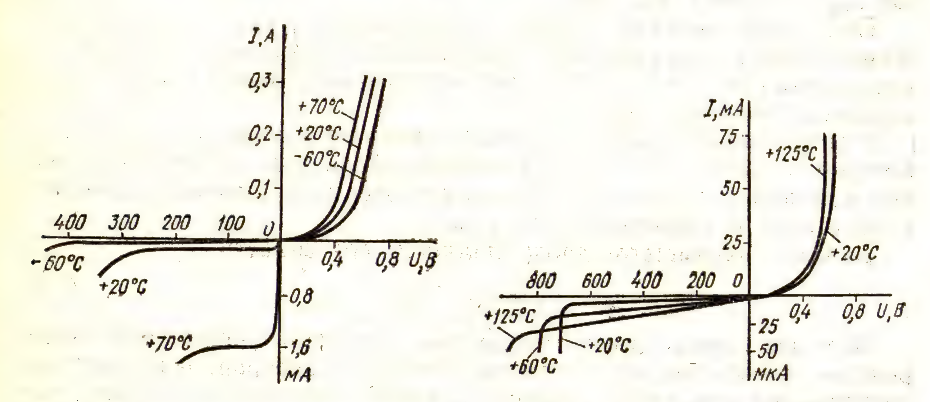


Рис. 3.5. Влияние температуры на вольт-амперную характеристику германиевого диода типа ГД102

Рис. 3.6. Влияние температуры на вольт-амперную характеристику кремниевого диода типа КД205

Для того чтобы носители заряда могли приобрести скорость, необходимую для ионизации атомов в обедненном слое, необходимо повысить энергию носителей, а следовательно, и напряженность поля.

В германиевых диодах с ростом температуры обратный ток увеличивается настолько, что сначала развивается тепловой пробой, а затем напряжение теплового пробоя снижается (см. рис. 3.5).

Полупроводниковые диоды имеют следующие основные параметры:

постоянный обратный ток диода $I_{обр}$ — значение постоянного тока, протекающего через диод в обратном направлении при заданном обратном напряжении;

постоянное обратное напряжение диода $U_{обр}$ — значение постоянного напряжения, приложенного к диоду в обратном направлении;

постоянный прямой ток диода $I_{пр}$ — значение постоянного тока, протекающего через диод в прямом направлении;

постоянное прямое напряжение диода $U_{пр}$ — значение постоянного напряжения на диоде при заданном постоянном прямом токе;

диапазон частот диода Δf — разность предельных значений частот, при которых средний выпрямленный ток диода не менее заданной доли его значения на низшей частоте.

Дифференциальное сопротивление

$$r_{диф} = \frac{dU}{dI}. \qquad (3.2)$$

В прямом направлении при $0 < U \leqslant U_{кн}$ дифференциальное сопротивление с хорошей степенью точности определяется по эмпирической формуле

$$r_{диф} \approx 26/I_{пр}, \text{ Ом}, \qquad (3.3)$$

где $I_{пр}$ — прямой ток, мА.

При более высоких прямых напряжениях $r_{диф} \approx r_s$, где r_s — сопротивление полупроводниковых областей кристалла с учетом сопротивлений вводов (у диода с несимметричным *p-n*-переходом $r_s \approx r_в$ составляет единицы ом).

В справочниках вместо $r_{диф}$ часто приводят величины $r_{прд}$ и $r_{обр\,д}$, которые соответствуют сопротивлениям диода для постоянного тока при номинальных (или специально оговоренных) значениях прямого и обратного напряжений (или тока).

Важным параметром диода является его емкость

$$C_д \approx C_{зар} + C_{диф}. \qquad (3.4)$$

Большое значение имеют параметры, характеризующие предельные режимы использования полупроводниковых приборов. Максимально допустимыми называются параметры диода, которые обеспечивают заданную надежность и значения которых не должны превышаться при любых условиях эксплуатации.

Обратное максимально допустимое напряжение ограничивается пробивным напряжением

$$U_{обр\,max} \approx 0{,}8U_{проб}, \qquad (3.5)$$

где $U_{проб}$ — напряжение теплового или электрического пробоя (у различных диодов может иметь значение от десяти до десятков тысяч вольт). Коэффициент запаса (0,8) должен выбираться в соответствии с требуемой надежностью для различных классов аппаратуры.

Максимально допустимая мощность, рассеиваемая диодом,

$$P_{max} = \frac{t_{n\,max} - t_0}{R_{t\,пк} + R_{t\,ко}}, \qquad (3.6)$$

где $t_{n\,max}$ — максимально допустимая температура *p-n*-перехода (указывается в справочниках); t_0 — температура окружающей среды; $R_{t\,пк}$ — тепловое сопротивление между *p-n*-переходом и корпусом диода; $R_{t\,ко}$ — тепловое сопротивление между корпусом и окружающей средой.

Одним из важнейших параметров предельно допустимых режимов является максимально допустимый постоянный прямой ток диода — $I_{пр\,max}$. Максимально допустимый прямой ток можно определить по заданной максимально допустимой мощности:

$$I_{пр\,max} = P_{max}/U_{пр}.$$

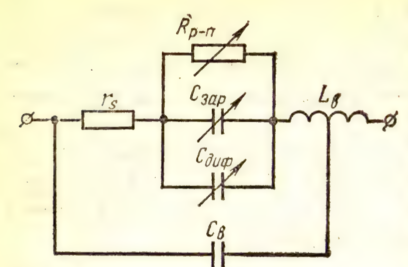


Рис. 3.7. Эквивалентная схема полупроводникового диода

Предельные параметры диодов с повышением температуры снижаются.

Для анализа работы полупроводникового диода удобно пользоваться эквивалентной схемой. В общем случае эквивалентная схема полупроводникового диода имеет вид, показанный на рис. 3.7.

На этой схеме: $C_в$ — емкость между выводами; $L_в$ — индуктивность выводов; r_s — последовательное сопротивление областей полупроводникового кристалла и выводов диода; $R_{p\text{-}n}$ — переменное сопротивление *p-n*-перехода; $C_{зар}$ — переменная зарядная емкость; $C_{диф}$ — переменная диффузионная емкость.

§ 3.3. ВЫПРЯМИТЕЛЬНЫЕ ДИОДЫ

Выпрямительным полупроводниковым диодом называется полупроводниковый диод, предназначенный для преобразования переменного тока в постоянный. Это плоскостные диоды с относительно большой площадью *p-n*-перехода.

Кроме параметров, указанных в § 3.2, выпрямительные диоды дополнительно характеризуются электрическими величинами, определяющими их работу в выпрямителях: $U_{обр.ср}$ — среднее за период значение обратного напряжения; $I_{обр.ср}$ — среднее за период значение обратного тока; $I_{вп.ср.max}$ — максимальное значение выпрямленного тока и $U_{пр.ср}$ — среднее за период значение прямого напряжения при заданном среднем значении прямого тока.

В качестве основных материалов для производства выпрямительных диодов используют кремний, германий и селен. Наиболее перспективны выпрямительные диоды из кремния, они допускают большой перегрев и имеют низкое значение обратного тока.

В то же время прямое напряжение у кремниевых диодов больше, чем у германиевых.

Для того чтобы получить высокий коэффициент полезного действия выпрямителя, падение напряжения на диоде $U_{пр}$ при протекании прямого тока $I_{пр}$ должно быть минимальным.

Выпрямительные свойства диодов оцениваются с помощью коэффициента выпрямления, определяемого при $U_{пр} = U_{обр} = 1$ В:

$$K_{выпр} = I_{пр}/I_{обр} = r_{обр.д}/r_{пр.д}.$$

Для получения больших значений обратного напряжения (в несколько сотен вольт) база выпрямительных диодов обычно изготовляется из полупроводникового материала с низкой концентрацией примеси, что приводит к расширению области пространственного заряда *p-n*-перехода и увеличению пробивного напряжения. Однако эта же мера приводит к уменьшению прямого допустимого тока из-за большого сопротивления базы.

Для достижения больших значений прямого тока увеличивают площадь *p-n*-перехода. Большие площади *p-n*-переходов получают при изготовлении его методом диффузии. Этим методом обычно изготовляют выпрямительные диоды, предназначенные для работы на низкоомную нагрузку.

Конструкции выпрямительных диодов могут быть самыми различными. Корпус диодов большой и средней мощности, как правило, предусматривает крепление к теплоотводу, поскольку тепло, выделяемое диодом, не может быть рассеяно самим корпусом.

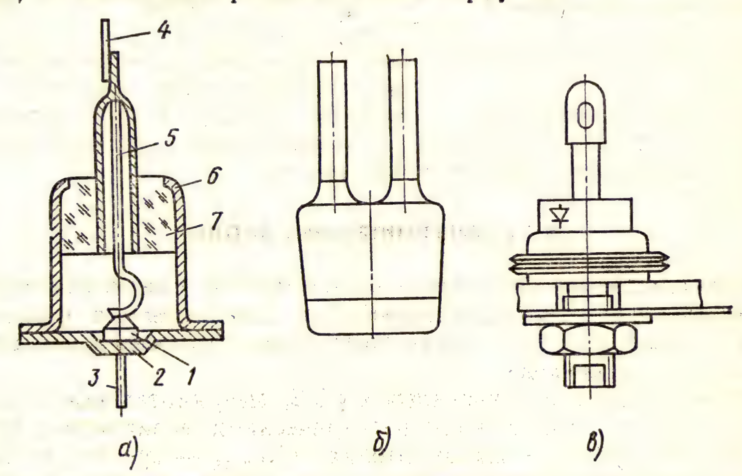


Рис. 3.8. Конструкции выпрямительных диодов:

а — маломощный диод в металлическом корпусе; *б* — маломощный в пластмассовом корпусе; *в* — мощный диод в металлическом корпусе

На рис. 3.8 представлены наиболее распространенные конструктивные исполнения диодов. На рис. 3.8, *а* показан разрез диода ГД101. В этом диоде пластинка кристалла с *p-n*-переходом *1* располагается на металлическом основании *2*, к которому приварен катодный вывод *3*. Анодный вывод *4* соединен с пластинкой кристалла с помощью проводника *5*. Корпус *6* состоит из металлического баллона, сваренного с основанием и изолирующей стеклянной шайбой *7*.

На рис. 3.8, *б* показан плоскостной диод в пластмассовом корпусе КД513А, а на рис. 3.8, *в* — мощный выпрямительный диод Д214А.

§ 3.4. ИМПУЛЬСНЫЕ ДИОДЫ

Импульсным полупроводниковым диодом называется полупроводниковый диод, имеющий малую длительность переходных процессов, предназначенный для применения в импульсных режимах работы.

На рис. 3.9 приведена простейшая схема диодного ключа, работающего на активную нагрузку. На диод подаются прямоугольные импульсы от генератора импульсов (рис. 3.10, *а*). Когда подается отрицательный импульс, сопротивление диода высокое, ключ разомкнут, при положительном импульсе сопротивление низкое, ключ замкнут.

Рассмотрим процессы, происходящие в диоде при его переключении с обратного напряжения на прямое и с прямого на обратное.

До момента времени t_1 диод закрыт поданным на него обратным напряжением (рис. 3.10, *а*, *б*), поэтому через нагрузку и диод течет лишь обратный ток диода.

В момент времени t_1 напряжение переключается с обратного на прямое. Так как сопротивление нагрузки обычно много больше сопротивления открытого диода ($R_н \gg R_{пр}$), то можно считать, что в промежутке времени между t_1 и t_3 через нагрузку и диод течет постоянный по величине ток $I_{пр} = U_{ги\,пр}/R_н$ (рис. 3.10, *б*), а напряжение на диоде $U_д = r_{пр.д}I_{пр}$.

При появлении прямого тока инжектированные дырки диффундируют в глубь базы, их концентрация по мере удаления от *p-n*-перехода уменьшается и через некоторое время в базе устанавливается распределение избыточных дырок согласно формуле (2.13).

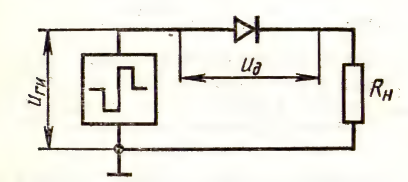


Рис. 3.9. Простейшая схема диодного ключа

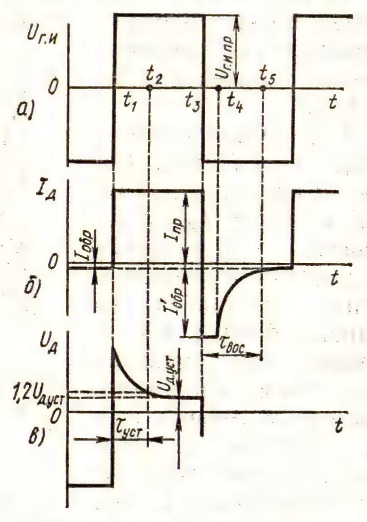


Рис. 3.10. Временные диаграммы токов и напряжений, иллюстрирующие работу диодного ключа

Этот переходный процесс можно наблюдать на временно́й диаграмме прямого напряжения на диоде (рис. 3.10, *в*).

Интервал времени от начала импульса прямого тока до момента, когда прямое напряжение на диоде уменьшится до уровня 1,2 от установившейся величины $U_{пр}$, *называется временем установления прямого напряжения диода и обозначается* $t_{уст}$. Как известно, при ограниченной величине тока накопление заряда мгновенно произойти не может. На рис. 3.11, *а* показаны последовательные стадии $t_1 < t'_1 < t''_1 < t_2$ накопления неравновесного заряда и изменения, происходящие в распределении концентраций неравновесных носителей для промежутка времени между моментами t_1 и t_2 (можно считать, что в момент времени t_2 переходный процесс практически заканчивается).

В момент времени t_3 напряжение на диоде меняется на обратное. При этом инжекция носителей из эмиттера в базу прекращается и неравновесный заряд начинает рассасываться; неравновесные носители

рекомбинируют с основными носителями базы. Одновременно с этим неравновесные носители диффундируют в направлении *p-n*-перехода, который они свободно проходят под действием электрического поля. Поэтому обратный ток в начальный момент после переключения (t_3—t_4) оказывается значительным, а обратное сопротивление диода — примерно равно сопротивлению базы. Так как $R_н \gg r_б$, то можно утверждать, что $I_{о\ р} \approx U_{ги}/R_н$ (рис. 3.10, *б*).

На рис. 3.11, *б* показаны последовательные стадии рассасывания неравновесного заряда и изменения, происходящие в распределении концентрации неравновесных носителей в базе диода.

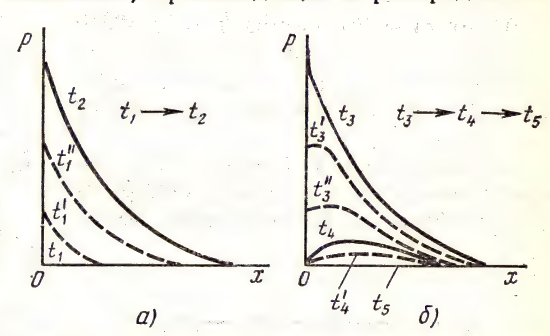


Рис. 3.11. Распределение неравновесных носителей в базе диода в различные моменты времени:

а — при накоплении неравновесного заряда; *б* — при рассасывании неравновесного заряда

В интервале времени между t_3 и t_4 обратный ток примерно постоянный и равен $I'_{обр}$, а это означает, что градиент концентрации неравновесных носителей на границе базы с *p-n*-переходом при уменьшении самой концентрации в этом сечении также остается постоянным. Значение тока будет сохраняться до тех пор, пока концентрация неравновесных дырок у перехода не станет равной нулю.

В интервале времени между t_4 и t_5 градиент концентрации неравновесных носителей убывает лишь за счет рекомбинации дырок. При этом обратный ток диода убывает примерно по экспоненте до установившегося значения $I_{обр}$, т. е. происходит восстановление высокого обратного сопротивления диода: $r_{обр} \gg r_{пр.д}$.

Интервал времени от момента переключения диода с прямого направления на обратное, в течение которого обратное сопротивление перехода полупроводникового диода восстанавливается до постоянного значения, называется временем восстановления обратного сопротивления и обозначается $t_{вос}$ (см. рис. 3.10, *б*).

Накопление неравновесных носителей в приконтактных областях *p-n*-перехода связано с зарядом диффузионной емкости, а рассасывание неравновесного заряда соответствует разряду этой емкости. Следовательно, чем меньше $C_{диф}$, тем быстрее (при прочих равных условиях) протекают переходные процессы в диоде, т. е. $t_{уст}$ и $t_{вос}$ оказываются меньшими.

Для уменьшения диффузионной емкости диода согласно формуле (2.16) необходимо уменьшить время жизни неравновесных носителей. Это достигается увеличением удельной проводимости области базы, а также легированием полупроводника базы золотом (или медью).

Примесные атомы золота в полупроводнике являются ловушками, которые относительно легко захватывают неравновесные носители.

Совокупность данных мер (и некоторых других) позволяет снизить $t_{уст}$ и $t_{вос}$ до величин, меньших 10^{-9} с.

Следует заметить, что время восстановления сильно зависит от сопротивления, включенного последовательно с диодом. Действительно, чем меньше это сопротивление, тем больше разрядный ток диффузионной емкости и тем быстрее происходит рассасывание накопившихся неравновесных носителей.

По времени восстановления импульсные диоды разделяются на миллисекундные ($t_{вос} > 0{,}1$ мс), микросекундные ($0{,}1$ мс $> t_{вос} >$ $> 0{,}1$ мкс) и наносекундные ($t_{вос} < 0{,}1$ мкс).

Кроме диффузионной емкости на переходные процессы в импульсных диодах влияет зарядная емкость, поэтому некоторые маломощные импульсные диоды выполняются в виде точечных диодов.

В качестве дополнительных параметров для импульсных диодов иногда указывают максимальное прямое импульсное напряжение $U_{пр\,и\,max}$ и импульсный ток $I_{пр\,и\,max}$.

§ 3.5. ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ ДИОДЫ

Высокочастотные диоды применяют для детектирования (выпрямления токов высокой частоты), модуляции, преобразования частоты, а также в маломощных измерительных схемах.

В качестве высокочастотных диодов обычно используют точечные диоды. Так как площадь *p-n*-перехода у точечных диодов относительно мала, то емкость перехода составляет не более 1 пФ, а диапазон рабочих частот опеределяется несколькими сотнями мегагерц, в то же время эти диоды имеют значительно меньшую максимально допустимую мощность рассеяния по сравнению с плоскостными диодами и допускают меньшие выпрямленные токи.

На рис. 3.7 приведена эквивалентная схема высокочастотного диода. Эквивалентная схема состоит из следующих элементов: r_s — последовательное сопротивление объема базы, расположенное под точечным контактом (сопротивление растекания); $R_{p\text{-}n}$ — переменное сопротивление *p-n*-перехода; $C_д$ ($C_{зар} + C_{диф}$) — емкость диода.

Емкость высокочастотного диода, работающего на малом сигнале, с некоторой погрешностью можно считать независимой от внешнего напряжения и равной зарядной емкости *p-n*-перехода при $U = 0$, т. е. $C_д \approx C_0$.

Индуктивностью $L_в$ и емкостью $C_в$ можно пренебречь; их действие сказывается лишь в диапазоне СВЧ.

При положительном полупериоде $R_{p\text{-}n} \ll r_s$, поэтому $r_{пр.д} = r_s$. При отрицательном полупериоде $R_{p\text{-}n}$ велико по сравнению с сопротивлением емкости C_0 (на частоте ω), поэтому $r_{обрд} \approx \left| r_s + \frac{1}{j\omega C_0} \right|$ (см. рис. 3.7). Ограничиваясь областью частот, на которых $r_s \ll \frac{1}{\omega C_0}$, получим $r_{обр.д} \approx \left| \frac{1}{j\omega C_0} \right| = \frac{1}{\omega C_0}$.

Следовательно,

$$k_{\text{выпр}} \approx \frac{r_{\text{обр. д}}}{r_{\text{пр. д}}} \approx \frac{1}{\omega C_0 r_s}. \qquad (3.7)$$

Поэтому в высокочастотных диодах стремятся уменьшить емкость C_0, используя точечный *p-n*-переход. Кроме того, полупроводниковый материал берется низкоомным, чтобы уменьшить сопротивление r_s.

Высокочастотные диоды характеризуются следующими основными параметрами: $U_{\text{пр}}$, $I_{\text{обр}}$, $r_{\text{диф}}$, Δf, $C_{\text{д}}$, $I_{\text{пр max}}$, $U_{\text{обр max}}$.

§ 3.6. ДЕТЕКТОРНЫЕ СВЧ-ДИОДЫ

Полупроводниковые диоды, предназначенные для детектирования сигнала, называют детекторными. В качестве детекторов в настоящее время используют, как правило, плоскостные или точечные диоды с переходом Шоттки.

Детекторные диоды выпускают в керамическом патроне, в коаксиальном патроне, в керамическом корпусе в форме таблетки.

На рис. 3.12, *а* показан детектор в керамическом патроне (в разрезе). Он состоит из двух металлических фланцев, разделенных керамической изолирующей втулкой с внутренней резьбой. Кристалл припаян к резьбовому кристаллодержателю с уплотняющим пояском, который ввинчен во фланец с буртиком. Фланцы и кристаллодержатель обычно изготовляют из латуни, керамическую втулку — из стеатита, контактную пружину — из вольфрама. Для предотвращения коррозии фланцы покрывают серебром или золотом. Прочное влагостойкое соединение втулки с фланцами обеспечивается за счет резьбового соединения и использования смолы.

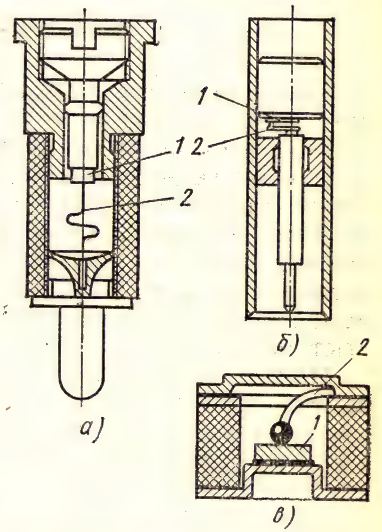


Рис. 3.12. Детекторные СВЧ-диоды:

а — в керамическом патроне; *б* — коаксиальный; *в* — таблетка для полосковых линий; *1* — полупроводниковый кристалл; *2* — соединительный электрод

В детекторе коаксиальной конструкции точечный переход является нагрузкой отрезка коаксиальной линии с сопротивлением 70 Ом. На рис. 3.12, *б* показан разрез коаксиального детектора. Полупроводниковый кристалл припаивают к металлическому кристаллодержателю, который запрессовывают в корпус. Плавным перемещением кристаллодержателя осуществляют контакт полупроводника с пружиной, закрепленной в корпусе с помощью опорной шайбы из диэлектрического материала.

В корпусе в форме таблетки (рис. 3.12, *в*) выпускают диоды, предназначенные для установки в схемы, выполняемые на полосковых линиях.

Реактивности, вносимые корпусом диода в СВЧ-тракт, могут существенно повлиять на работу детектора, в частности на его частотные свойства. Реактивности принято характеризовать емкостью патрона $C_п$ и индуктивностью контактной проволоки $L_к$.

К основным параметрам детекторных диодов относятся чувствительность по току β_I или напряжению β_U, шумовое отношение $n_{ш.д}$ и коэффициент качества *M*.

Чувствительность по току определяется как отношение выпрямленного тока короткого замыкания $I_к$ к поглощаемой диодом мощности $P_п$. Чувствительность по напряжению определяется как отношение приращения напряжения на выходе диода к мощности СВЧ-сигнала, подводимой к входу диодной камеры с детекторным диодом в рабочем режиме и вызвавшей это приращение. Максимальная чувствительность диода может быть достигнута только в случае согласования диода с СВЧ-трактом.

Шумовое отношение $n_{ш.д}$ определяется как отношение номинальной мощности шумов диода в рабочем режиме к номинальной мощности тепловых шумов активного сопротивления при той же температуре и одной и той же полосе частот.

Коэффициент качества детекторного диода *M* представляет собой обобщенный параметр наиболее полно характеризующий его работу при детектировании слабых сигналов (чувствительность приемного устройства с детекторным диодом). Выражение для него записывается в виде

$$M = \beta_I \, r_{диф}/(n_{ш.д} \, r_{диф} + r_ш)^{\frac{1}{2}},$$

где $r_ш$ — эквивалентное шумовое сопротивление видеоусилителя ($r_ш$ = = 1 кОм); $r_{диф}$ — дифференциальное сопротивление диода.

Детекторные диоды характеризуются граничной мощностью $P_{гр}$ и минимальной различимой мощностью сигнала $P_{раз.дд\,min}$.

Граничная мощность детекторного диода — это значение мощности, при которой зависимость выпрямленного тока детекторного диода от мощности сигнала отклоняется от линейной на заданное значение при определенном сопротивлении нагрузки.

Минимально различимая мощность сигнала диода — это значение мощности СВЧ-сигнала, поданного на приемник с детекторным диодом на входе, при котором отношение сигнал/шум на выходе равно единице.

Тангенциальной чувствительностью P_{tg} называется значение импульсной мощности СВЧ-сигнала, при которой на экране осциллографа, включенного на выходе системы детекторное устройство — видеоусилитель, наблюдается совпадение верхней границы полоски шумов при отсутствии СВЧ-сигнала с нижней границей полоски шумов при его наличии.

Видеодетекторы

Видеодетектор предназначен для преобразования импульса высокочастотных колебаний (радиоимпульса) в импульс огибающей (видеоимпульс). В случае, когда в высокой чувствительности детектора нет необходимости, сигнал можно индицировать с помощью простого детекторного приемника с видеодетектором на входе. Особенно широкое применение нашли видеодетекторы в радиомаяках, измерительной технике и широкополосных приемниках радиолокационных станций.

Кроме коэффициента качества и чувствительности по току важным параметром видеодетекторов является коэффициент стоячей волны напряжения и выходное сопротивление детекторного диода на видеочастоте. Коэффициентом стоячей волны напряжения $K_{ст.UD}$ называется отношение максимальной напряженности к минимальной напряженности электрического поля в волноводе, нагрузкой которого служит камера с диодом.

Выходное сопротивление детекторного диода на видеочастоте $r_{вид}$ представляет собой активную составляющую полного сопротивления детекторного диода на видеочастоте.

§ 3.7. СМЕСИТЕЛЬНЫЕ СВЧ-ДИОДЫ

Смесительным полупроводниковым диодом называется полупроводниковый диод, предназначенный для преобразования высокочастотных сигналов в сигнал промежуточной частоты.

В радиолокационных приемниках с максимальной чувствительностью в качестве смесителей частот применяют СВЧ-диоды. Конструктивно смесительные СВЧ-диоды исполняются в тех же корпусах, что и детекторные диоды.

Смесительные СВЧ-диоды характеризуются параметрами, определяющими работоспособность этих приборов в схемах, предназначенных для преобразования высокочастотного сигнала и напряжения гетеродина в сигнал промежуточной частоты. Основными параметрами смесительных СВЧ-диодов являются: потери преобразования, выпрямленный ток, выходное сопротивление, нормированный коэффициент шума и шумовое отношение.

Потери преобразования смесительного диода выражаются отношением

$$L_{прб} = P_{СВЧ}/P_{п.ч},$$

где $P_{СВЧ}$ — номинальная мощность подводимого СВЧ-сигнала;

$P_{п.ч}$ — номинальная мощность сигнала промежуточной частоты.

Обычно $L_{прб}$ выражают в децибелах

$$L_{прб} = 10 \lg \frac{P_{СВЧ}}{P_{п.ч}} \text{ [дБ]}.$$

Выпрямленный ток смесительного диода $I_{вп.с.д}$ определяет выпрямляющие свойства СВЧ-диода на рабочей частоте и потери преобразования. Величина выпрямленного тока измеряется при подаче на диод фиксированного уровня мощности.

Вследствие различия в режимах работы детекторных и смесительных диодов шумовое отношение $n_{ш.д}$ для смесительного диода имеет другой смысл. Если уровень шумов детекторного диода определяется при заданном постоянном напряжении (статический режим), то уровень шума смесительного диода представляет собой усредненное значение по периоду колебаний гетеродина (динамический режим).

Выходное сопротивление смесительного диода $r_{вых.с.д}$ — активная составляющая полного сопротивления смесительного диода на промежуточной частоте.

К предельным режимам смесительных диодов относятся: максимально допустимая рассеиваемая мощность $P_{рас\ max}$ — максимально допустимая величина непрерывной СВЧ-мощности, рассеиваемой в диоде; максимально допустимая энергия импульса $W_д$ — максимальное значение энергии короткого импульса длительностью не более 10^{-8} с, после воздействия которого на диод электрические параметры сохраняются в заданных пределах.

Качество смесительного диода будет в значительной степени определяться свойствами полупроводника, из которого он изготовлен. Для сравнения диодов, изготовленных из разных материалов, может быть использована формула

$$K=\frac{a}{\mu}\sqrt{\frac{\varepsilon\varepsilon_0}{n}},$$

где a — радиус контакта; μ — подвижность основных носителей; n — концентрация основных носителей.

Чем меньше получается величина K, тем лучшими свойствами будет обладать смесительный диод.

Детекторные и смесительные диоды Шоттки

Диоды Шоттки широко применяются в схемах детекторов и смесителей СВЧ-диапазона. Малые емкость и последовательное сопротивление, отсутствие инжекции неосновных носителей позволяют применять диод Шоттки во всем СВЧ-диапазоне вплоть до миллиметровых и даже субмиллиметровых волн.

Детекторные и смесительные диоды Шоттки во многом подобны друг другу. Основное различие заключается в режиме работы. Детекторные диоды применяются в широкополосных СВЧ-приемниках прямого усиления и получили широкое распространение в измерительной технике.

В смесителях, применяемых в приемниках супергетеродинного типа, на нелинейный элемент одновременно подается сравнительно большое напряжение гетеродина и слабый сигнал, принимаемый от антенны. В результате взаимодействия на нелинейном элементе выде-

ляется разностная частота. На этой более низкой частоте и происходит дальнейшее усиление принятого сигнала.

Диоды Шоттки позволяют значительно уменьшить коэффициент шума. В них использован выпрямляющий контакт между полупроводником и металлом, в котором ток переносится основными носителями. Эти диоды обладают наименьшей способностью накопления неравновесных носителей заряда.

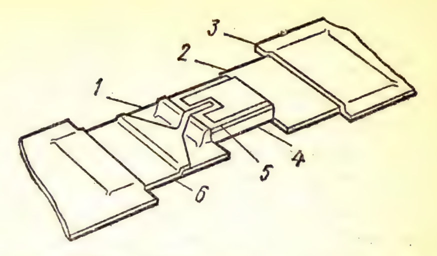


Рис. 3.13. СВЧ-диод с переходом Шоттки на арсениде галлия:

1 — SiO_2; 2 — омический контакт; 3 — полосковая линия из золота; 4 — n^+GaAs; 5 — $nGaAs$; 6 — контакт перехода Шоттки

На рис. 3.13 показана структура СВЧ-диода Шоттки из арсенида галлия.

Диоды, предназначенные для включения в схемы на полосковых линиях, выпускаются в виде таблеток.

Для интегральных микросхем обычно используют бескорпусные диоды Шоттки. В этом случае создают балочные выводы. Предельная частота СВЧ-диодов Шоттки доведена до 500 ГГц.

§ 3.8. ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЬНЫЕ СВЧ-ДИОДЫ

Переключательным полупроводниковым диодом называется полупроводниковый диод, предназначенный для применения в устройствах управления уровнем сверхвысокочастотной мощности.

В технике СВЧ нередко возникает необходимость направлять СВЧ-колебания по разным каналам попеременно. Для этой цели находят применение выключатели и переключатели на полупроводниковых диодах. Работа управляемого выключателя основана на зависимости импеданса диода от напряжения смещения.

Выключатели подразделяются на два типа:выключатель проходного типа, когда диод работает либо в режиме пропускания мощности, либо в режиме ее отражения, и выключатель, в котором мощность либо отражается от диода, либо поглощается им. Недостатком переключателя с поглощением мощности по сравнению с проходным вариантом является то, что в нем диоды находятся в более тяжелых условиях вследствие поглощения мощности.

В качестве переключателей могут быть использованы различные полупроводниковые диоды: с *p-n*-переходом, с переходом Шоттки, с *p-i-n*-структурой, а также лавинно-пролетные диоды (ЛПД) и диоды Ганна. Наиболее широкое применение в настоящее время находят *p-i-n*-диоды по следующим причинам. Открытый *p-i-n*-диод может выдерживать ток больше тока диода с *p-n*-переходом. Закрытый диод имеет высокое постоянное сопротивление, так как емкость его и объемная проводимость *i*-слоя малы и не зависят от уровня сигнала. Это позволяет управлять большими мощностями СВЧ при относительно маломощной импульсной схеме управления. Переключатели на *p-i-n*-диодах устойчивы в работе и имеют малые потери на СВЧ.

Недостатками p-i-n-диодов являются меньшее, чем у диодов Шоттки, быстродействие и отсутствие усиления, имеющего место при использовании ЛПД в качестве переключателей. Время переключения современных p-i-n-диодов не превышает 0,5 нс. Кроме того, ЛПД и диоды Ганна требуют большой мощности от схемы управления.

Использование полупроводниковых диодов в качестве переключающих устройств позволяет создавать быстродействующие фазовые модуляторы в миллиметровом диапазоне волн. На рис. 3.14 представлены эквивалентные схемы диодов, используемых в качестве переключателей: диода с p-n-переходом или переходом Шоттки (рис. 3.14, *а*) и диода с p-i-n-структурой (рис. 3.14, *б*).

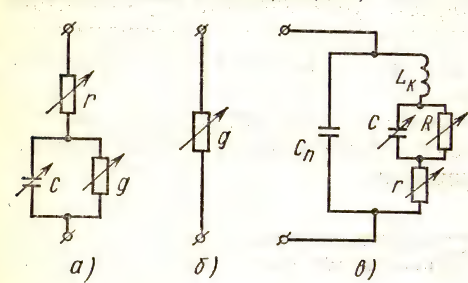


Рис. 3.14. Эквивалентные схемы диодов, используемых в качестве переключателей

Полная эквивалентная схема переключательного СВЧ-диода помимо сопротивления p-n-перехода содержит емкость корпуса и индуктивность контактной проволоки (рис. 3.14, *в*). В переключательных диодах $L_к$ и $C_п$ являются элементами резонансных контуров, образуемых диодом и, таким образом, их величины не могут быть произвольными.

Основные параметры переключателей: вносимые потери, критическая частота, время выключения и предельная переключаемая мощность.

Пусть выключатель включен в линию передачи, состоящую из согласованных генераторов и нагрузки ($Z_г = Z_н = Z_0$), где Z_0 — волновое сопротивление линии. Если бы выключателя в линии не было, то в нагрузке выделялась бы мощность $P_{н.0}$. Когда выключатель находится в состоянии пропускания, мощность, выделенная в нагрузке меньше, так как выключатель может частично отражать или поглощать проходящую мощность. Обозначим выделяющуюся в нагрузке мощность при наличии выключателя через $P_{н.р}$. Тогда потери пропускания в линии

$$L_п = P_{н0}/P_{н.\,р}.$$

Аналогично определяются потери запирания $L_з$. Если выключатель находится в состоянии запирания и при этом в нагрузке выделяется мощность $P_{н.з}$, то

$$L_з = P_{н0}/P_{н.\,з}.$$

Очевидно, что $L_з$ характеризует просачивающуюся через запертый выключатель мощность. Соотношение между $L_п$ и $L_з$ определяется свойствами диода и частотой:

$$\frac{\sqrt{L_з}-1}{\sqrt{L_п}-1} = K,$$

где

$$K = \frac{1}{\omega_0^2\, C^2 - r_+ r_-}.$$

Величина K называется качеством диода и характеризует эффективность работы диода.

Как следует из схем рис. 3.14, качество переключателей определяется следующими формулами:

$$K_{p\text{-}n} = \frac{1}{2\pi f_c C_{cp} \sqrt{r_+ r_-}},$$

$$K_{p\text{-}i\text{-}n} = \sqrt{g_+/g_-},$$

где C_{cp} — средняя емкость закрытого p-n-перехода; f_c — частота сигнала; r_+, r_- — средние сопротивления диода с p-n-переходом в открытом и закрытом состоянии; g_+, g_- — проводимости p-i-n-диода в открытом и закрытом состоянии.

Важным параметром выключателей является критическая частота $f_{кр\ п.д}$ — параметр, характеризующий эффективность переключательного диода и определяемый по формуле

$$f_{кр.\ п.\ д} = \frac{1}{2\pi C_{стр} \sqrt{r_{пр.\ п.\ д}\, r_{обр.\ п.\ д}}},$$

где $C_{стр}$ — емкость структуры.

Максимальная управляемая мощность P_{max} может определяться двумя процессами в p-n-переходе, которые приводят к ухудшению параметров выключателя: электрическим пробоем p-n-перехода в СВЧ-поле и нагреванием кристалла полупроводника выделяющейся в нем СВЧ-мощностью.

Электрический пробой определяет величину P_{max} в диодах из низкоомного материала, так как в них $U_{проб}$ мало. Сумма амплитуды СВЧ-напряжения на p-n-переходе и напряжения постоянного смещения не должна превышать пробивного напряжения. Диоды, изготовленные из высокоомного материала, имеют высокое пробивное напряжение, поэтому P_{max} ограничивается нагревом диода.

В СВЧ-системах большое значение имеет скорость переключения каналов. Эта скорость определяется временем выключения диода $t_{выкл.д}$ — временем нарастания напряжения в диоде при переключении его из открытого состояния в закрытое, считанное между значениями 0,2 и 0,8 максимального напряжения на диоде.

Время выключения переключательных диодов определяется длительностью процессов накопления и рассасывания подвижных носителей заряда в полупроводниковых диодах с p-n-переходом и с p-i-n-структурой.

Время переключения диода из закрытого состония в открытое определяется временем пролета носителями обедненного слоя. Это время не зависит от времени жизни носителей и при достаточно малой толщине обедненного слоя (1—3 мкм) составляет сотые доли наносекунды. Следует отметить, что время переключения из закрытого состояния в открытое много меньше времени переходного процесса накопления заряда, соизмеримого с временем жизни носителей. Это связано с тем, что сопротивление диода резко уменьшается уже на первой ста-

дии переходного процесса, соответствующей пролету первых носителей через обедненный слой.

На рис. 3.15 показана *p-i-n*-структура одного из наиболее широко применяемых в промышленности переключающих СВЧ-диодов. Свойства этих диодов позволяют использовать их в маломощных и мощных переключающих схемах, ограничителях, фазовращателях, регуляторах напряжения и модуляторах.

Диод типа *p-i-n* изготовляется путем диффузии акцепторной и донорной примесей с противоположных сторон пластины кремния с собственной электропроводностью, который имеет высокое сопротивление. При низких частотах диод типа *p-i-n* обнаруживает выпрямительные свойства, аналогичные обычному *p-n*-переходу. Однако при более высоких частотах накопление заряда в области *i* препятствует выпрямлению. Таким образом, когда к диоду прикладывается прямое напряжение смещения, он работает как переменное сопротивление, зависящее от величины напряжения.

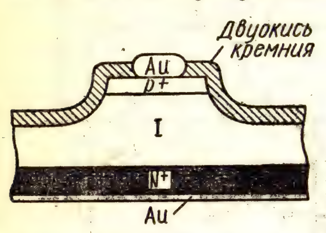


Рис. 3.15. Структура *p-i-n*-диода

Когда к диоду прикладывается обратное напряжение, то наблюдается постепенное уменьшение последовательного сопротивления ввиду увеличения ширины обедненного слоя. Это увеличение ширины продолжается до тех пор, пока не произойдет пробой и проводимость быстро увеличится.

§ 3.9. СТАБИЛИТРОНЫ

Стабилитроном называется полупроводниковый диод, напряжение на котором в области электрического пробоя при обратном смещении слабо зависит от тока в заданном его диапазоне и который предназначен для стабилизации напряжения.

Вольт-амперная характеристика приведена на рис. 3.16. Подобной характеристикой обладают сплавные диоды с базой, изготовленной из низкоомного (высоколегированного) полупроводникового материала. При этом образуется узкий *p-n*-переход, что создает условия для возникновения электрического пробоя при относительно низких обратных напряжениях.

В германиевых диодах электрический пробой быстро переходит в тепловой, поэтому в качестве стабилитронов применяют кремниевые диоды, обладающие большей устойчивостью в отношении теплового пробоя.

На рис. 3.15, *б* штрихпунктиром показана линия допустимой мощности, ограничивающая рабочий участок стабилитрона.

Максимально допустимая мощность, рассеиваемая стабилитроном, определяется по формуле (3.6) и зависит от тех же факторов, что и у обычного диода.

Кремниевые стабилитроны используют для стабилизации напряжений источников питания, а также для фиксации уровней напряжений (и токов) в схемах и для некоторых других целей.

На рис. 3.16, *а* изображена схема стабилизации напряжения $U_н$ на нагрузке $R_н$ с помощью стабилитрона. Стабилитрон в схему стабилизации обычно включают так, чтобы *p-n*-переход был смещен в обратном направлении. Для стабилизации малых напряжений ($U \approx 1 \div 1,5$ В) используют кремниевые диоды, включенные в прямом направлении.

Стабилитроны характеризуются следующими основными параметрами:

1. Напряжение стабилизации $U_{ст}$ — значение напряжения на стабилитроне при протекании заданного тока стабилизации.

2. Максимальный и минимальный токи стабилизации $I_{ст\,max}$ и $I_{ст\,min}$.

Максимальный ток определяется отношением максимально допустимой мощности к напряжению стабилизации:

$$I_{max} \approx P_{max}/U_{ст}.$$

Минимальный ток определяется гарантированной устойчивостью состояния электрического пробоя *p-n*-перехода.

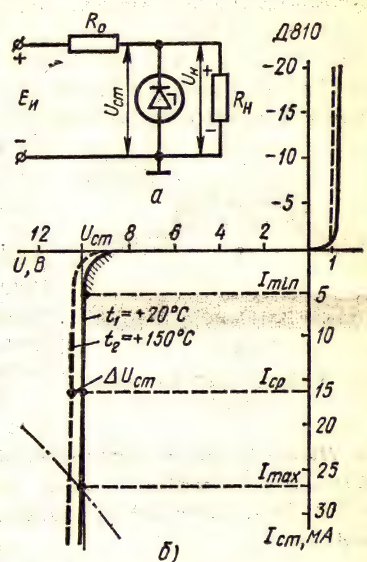


Рис. 3.16. Вольт-амперная характеристика (*б*) и схема включения (*а*) стабилитрона

3. Дифференциальное сопротивление — величина, определяемая отношением приращения напряжения стабилизации на стабилитроне к вызвавшему его малому приращению тока в заданном диапазоне частот:

$$r_{ст} = \frac{dU_{ст}}{dI_{ст}}.$$

Этот параметр характеризует основное свойство стабилитрона. Чем меньше $r_{ст}$, тем лучше осуществляется стабилизация.

4. Статическое сопротивление или сопротивление стабилитрона на постоянном токе в рабочей точке

$$R_{стат} = U_{ст}/I_{ст}.$$

5. Температурный коэффициент напряжения, который является одним из наиболее важных параметров стабилитрона:

$$\alpha_{ст} = \Delta U_{ст}/U_{ст}\,\Delta T.$$

Он показывает относительное изменение напряжения стабилизации при изменении температуры окружающей среды на один градус при постоянном значении тока. Иногда $\alpha_{ст}$ выражается в процентах

$$[\alpha_{ст} = (\Delta U_0\,/U_{ст}\Delta T) \times 100].$$

На рис. 3.16, *б* показаны две характеристики стабилитрона при разных температурах окружающей среды: $t_1 = +20°$ С и $t_2 = 150°$ С. Увеличение температуры на $\Delta T = t_2 - t_1 = 130$ K вызывает изменение напряжения стабилизации $U_{ст} = 10$ В на величину $\Delta U_{ст} \approx 0,6$ В, следовательно, для этого стабилитрона $\alpha_{ст} = 0,6/10 \cdot 130 \approx 0,45 \times \times 10^{-3}$ К$^{-1}$ (или 0,045%).

При лавинном характере пробоя $\alpha_{ст}$ положителен. С увеличением температуры напряжение лавинного пробоя увеличивается, а при понижении температуры — уменьшается. При туннельном пробое $\alpha_{ст}$ становится отрицательным, так как с увеличением температуры напряжение туннельного пробоя уменьшается, с понижением температуры увеличивается. Смена знака $\alpha_{ст}$ происходит при напряжении электрического пробоя 5—6 В. Для уменьшения $\alpha_{ст}$ стабилитрона иногда применяют комбинацию из последовательно включенных (двух или более), специально подобранных *p-n*-переходов с противоположным по знаку температурным коэффициентом напряжения. Одним из вариантов температурной компенсации является включение последовательно со стабилитроном диода в прямом направлении.

§ 3.10. ВАРИКАПЫ

Варикап — это полупроводниковый диод, действие которого основано на использовании зависимости емкости от обратного напряжения и который предназначен для применения в качестве элемента с электрически управляемой емкостью.

Принцип действия варикапа основан на свойстве зарядной емкости обратно смещенного *p-n*-перехода изменять свою величину в зависимости от приложенного к нему напряжения (рис. 3.17, *а*).

Варикапы широко используют в схемах автоматической подстройки частоты, амплитудной и частотной модуляции, в схемах параметрических усилителей и др. *Варикапы, применяемые в диапазоне СВЧ в параметрических усилителях, называют параметрическими диодами.*

На рис. 3.17, *б*, *в* показаны временные диаграммы управляющего напряжения на варикапе и изменения зарядной емкости *p-n*-перехода; $U_{см}$ является напряжением смещения, которое определяет положение рабочей точки.

Варикапы характеризуются следующими основными параметрами. Общая емкость варикапа $C_в$ — емкость, измеренная между выводами варикапа при заданном обратном напряжении.

Для резких *p-n*-переходов, полученных методом сплавления, со ступенчатым изменением концентрации примеси

$$C_в = S\sqrt{\frac{\varepsilon\varepsilon_0 eN}{8\pi (U + U_{кн})}}.$$

Для плавных переходов, получаемых методом диффузии, в которых концентрация примеси изменяется линейно с градиентом «*a*»:

$$C_в = S\sqrt[3]{\frac{(\varepsilon\varepsilon_0)^2 ea}{192\pi^2 (U + U_{кн})}}.$$

Контактная разность потенциалов

$$U_{кн} = \frac{kT}{e} \ln \frac{p_p n_n}{n_i^2}.$$

В более общем случае для *p-n*-переходов справедливо соотношение

$$C_в = AS\,(U + U_{кн})^{-n},$$

где A — постоянный коэффициент, а n лежит в интервале

$$\frac{1}{2} \geqslant n \geqslant \frac{1}{3}.$$

Для высокочастотных варикапов емкость составляет несколько десятков, а для низкочастотных — десятки тысяч пикофарад. Получить такие значения зарядной емкости у низкочастотных варикапов можно лишь при большой площади *p-n*-перехода ($S \approx 0{,}1$ см²), который обычно создают на основе кремния методом диффузии.

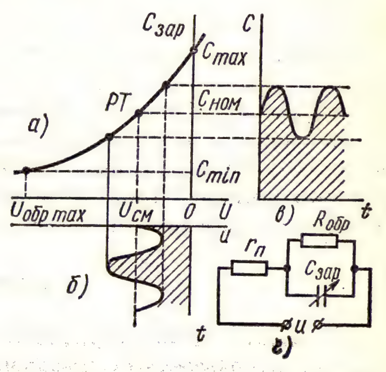


Рис. 3.17. Построения, поясняющие принцип действий варикапа:
а — зависимость зарядной емкости от напряжения смещения; *б* и *в* — временные диаграммы управляющего напряжения и изменения зарядной емкости; *г* — эквивалентная схема варикапа

Коэффициент перекрытия по емкости варикапа K_c — отношение емкостей варикапа при двух заданных значениях обратных напряжений:

$$K_c = C_{вU_1}/C_{вU_2}.$$

Добротность подстроечного варикапа $Q_в$ — отношение реактивного сопротивления варикапа на заданной частоте переменного сигнала к сопротивлению потерь при заданном значении емкости или обратного напряжения.

На рис. 3.17, *г* показана эквивалентная схема варикапа, включенного в обратном направлении. На схеме $r_п$ — сопротивление потерь — суммарное активное сопротивление кристалла, омических контактов и выводов варикапа, $R_{обр}$ — сопротивление *p-n*-перехода при обратном смещении.

На низкой частоте $1/\omega_н C_{зар} \gg r_п$, поэтому сопротивлением $r_п$ можно пренебречь. Добротность конденсатора, шунтированного сопротивлением, определяется выражением

$$Q_в = \omega_н C_{зар} R_{обр}.$$

На высокой частоте $1/\omega_в C_{зар} \ll R_{обр}$, поэтому обратным сопротивлением *p-n*-перехода можно пренебречь. Добротность конденсатора с последовательно подключенным сопротивлением определяется выражением

$$Q_в = \frac{1}{\omega_в C_{зар} r_п}.$$

Если принять минимальное значение добротности за единицу, то можно получить частотный диапазон варикапа:

$$f_{max} = \frac{1}{2\pi C_{зар} r_{п}}; \quad f_{min} = \frac{1}{2\pi C_{зар} R_{обр}}.$$

Следовательно, высокочастотные варикапы должны иметь малое сопротивление базы (германиевые или арсенид-галлиевые диоды с малой толщиной базы и с высокой концентрацией примеси, $r_п = 2 \div 6$ Ом), а низкочастотные — высокое сопротивление обратно смещенного *p-n*-перехода (кремниевые диоды $R_{обр} = 1$ МОм).

Последовательная индуктивность варикапа $L_в$ — последовательная эквивалентная индуктивность варикапа при заданном напряжении.

Стабильность работы варикапа характеризуется следующими параметрами: *температурным коэффициентом емкости* $\alpha_{св}$ — отношением относительного изменения емкости к вызвавшему его абсолютному изменению температуры окружающей среды: $\alpha_{св} = \Delta C / C_в \Delta T$; *температурным коэффициентом добротности* варикапа $\alpha_{Q\,в} = \Delta Q / Q_в\ \Delta T$, отношением относительного изменения добротности к вызывавшему его абсолютному изменению температуры окружающей среды; *максимальной относительной нестабильностью добротности* варикапа $\Delta Q_{отн\ max}$ — максимально допустимым относительным изменением добротности варикапа в течение оговоренного интервала времени.

К параметрам предельных режимов варикапа относятся: максимально допустимое постоянное обратное напряжение варикапа $U_{обр\ max}$; максимально допустимое импульсное обратное напряжение варикапа $U_{обр.и\ max}$; максимально допустимая рассеиваемая мощность варикапа $P_{в max}$.

§ 3.11. ТУННЕЛЬНЫЕ ДИОДЫ

Туннельный диод представляет собой полупроводниковый диод на основе вырожденного полупроводника, в котором туннельный эффект приводит к появлению на вольт-амперной характеристике при прямом направлении участка отрицательной дифференциальной проводимости.

Высокая концентрация примеси вызывает смещение уровня Ферми настолько, что он располагается у электронного полупроводника в зоне проводимости, а у дырочного — в валентной зоне (рис. 3.18, *а*). Такие полупроводники называют вырожденными.

Если создать высоколегированные полупроводники с различным типом электропроводности в одном кристалле, то получится очень узкий *p-n*-переход с шириной 0,01 мкм. При образовании *p-n*-перехода происходит смещение энергетических зон полупроводников с различным типом электропроводности. При этом в случае вырожденных полупроводников нижняя граница зоны проводимости *n*-области становится ниже верхней границы валентной зоны *p*-области (рис. 3.18, *а*) Для простоты рассуждений будем считать, что все разрешенные уровни, расположенные ниже уровня Ферми, заняты, а расположенные выше него — свободны.

В очень узких *p-n*-переходах возникают условия для относительно свободного туннельного прохождения электронов через потенциальный барьер. Однако для этого необходимо, чтобы напротив занятого электроном уровня по одну сторону барьера имелся свободный уровень за барьером.

Рассмотрим вольт-амперную характеристику туннельного диода по выделенным на ней отдельным точкам (*а*, *б*, *в*, *г*, *д*, *е*, *ж*, рис. 3.18):

а) при нулевом смещении электронам проводимости *n*-области противостоят уровни валентной зоны *p*-области. Если все указанные уров-

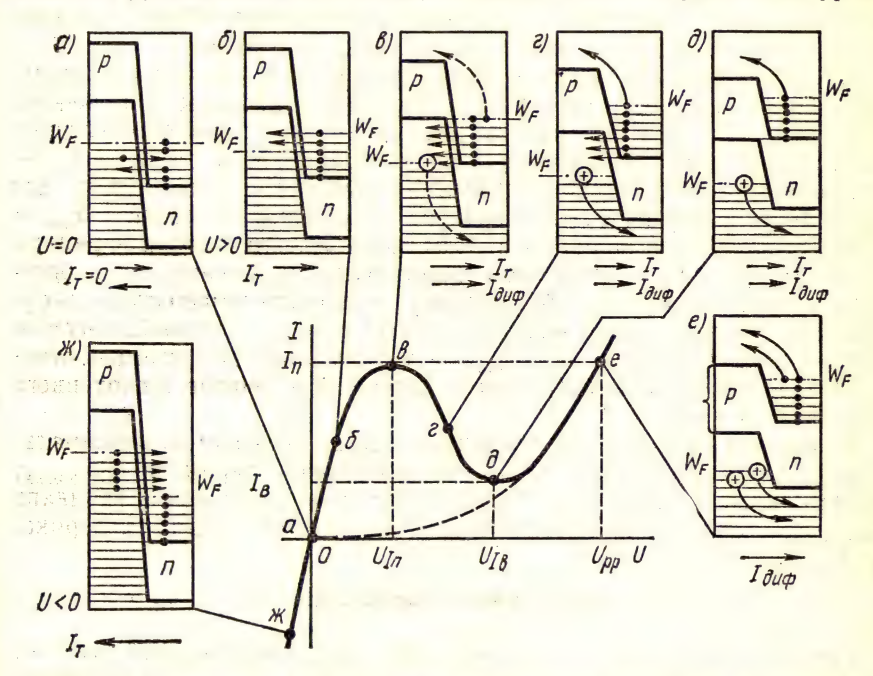


Рис. 3.18. Энергетические диаграммы туннельного диода при различных напряжениях смещения и его вольт-амперная характеристика

ни заполнены, то туннельные переходы невозможны. В действительности при комнатной температуре некоторая часть этих уровней освобождается за счет электронов, переброшенных на уровни, расположенные выше уровня Ферми. Поэтому существует определенная вероятность, что валентный электрон *p*-области, не меняя своей энергии, совершит туннельный переход и займет соответствующий уровень в зоне проводимости *n*-области. Существует точно такая же вероятность туннельного перехода электрона проводимости *n*-области в валентную зону *p*-области. Так как эти вероятности одинаковы, то встречные потоки электронов, совершающих туннельные переходы, взаимно компенсируются и суммарный туннельный ток оказывается равным нулю ($I_т = 0$, рис. 3.18). При дальнейших рассуждениях эти составляющие учитываться не будут;

б) если к p-n-переходу приложить небольшое прямое напряжение, то энергетические уровни p-области понизятся относительно энергетических уровней n-области. Уровни некоторых электронов проводимости n-области расположатся против свободных уровней, находящихся в валентной зоне p-области, что создаст благоприятные условия для туннельных переходов. Поэтому в структуре появится туннельный ток, величина которого будет зависеть от взаимного смещения энергетических зон, т. е. от приложенного прямого напряжения;

в) при увеличении прямого напряжения туннельный ток будет увеличиваться до тех пор, пока не произойдет совмещения уровня Ферми n-области с границей валентной зоны p-области. Туннельный ток достигает максимума, так как против уровней электронов проводимости n-области располагаются все свободные уровни валентной зоны p-области, с энергиями, превышающими энергию уровня Ферми;

г) при дальнейшем увеличении прямого смещения часть уровней электронов проводимости n-области располагается против запрещенной зоны p-области и туннельный ток уменьшается. В результате на вольт-амперной характеристике получается спадающий участок, сопротивление структуры на которой отрицательное;

д) при некотором значении прямого напряжения границы зоны проводимости n-области и валентной зоны p-области начинают расходиться и туннельный ток прекращается;

е) при прямом напряжении в p-n-переходе наряду с туннельным током появляется диффузионный ток, как у обычного диода (на вольт-амперной характеристике он показан штриховой линией). При расхождении границы зоны проводимости n-области с границей валентной зоны p-области, начиная с точки *д*, существует только диффузионный ток и туннельный диод при таком условии подобен обычному диоду, включенному в прямом направлении;

ж) при обратном смещении p-n-перехода туннельного диода валентная зона p-области перекрывается с разрешенными и незаполненными уровнями зоны проводимости n-области. При этом возникают условия для туннельного прохождения валентных электронов p-области в зону проводимости n-области. В результате этого появляется значительный туннельный ток обратного направления, величина которого сильно зависит от перекрытия зон, т. е. от величины обратного напряжения.

Рабочим участком вольт-амперной характеристики туннельного диода является участок *в—д*, на котором диод обладает отрицательной дифференциальной проводимостью $g_{пер}$. Основными параметрами туннельных диодов являются: пиковый ток $I_п$ — прямой ток в точке максимума вольт-амперной характеристики; ток впадины $I_в$ — прямой ток в точке минимума вольт-амперной характеристики; отношение токов $I_п/I_в$. Напряжение пика $U_п$ — прямое напряжение, соответствующее пиковому току; напряжение впадины $U_в$ — прямое напряжение, соответствующее току впадины; напряжение раствора $U_{рр}$ — прямое напряжение, большее напряжения впадины, при котором ток равен пиковому.

К параметрам туннельного диода относятся также постоянное прямое напряжение $U_{пр}$ — напряжение на второй восходящей ветви

вольт-амперной характеристики диода при заданном значении постоянного прямого тока; постоянное обратное напряжение $U_{обр}$ — обратное напряжение диода при заданном значении постоянного обратного тока.

На рис. 3.19 приведена эквивалентная схема туннельного диода. Она состоит из емкости перехода C_{p-n}, сопротивления потерь $r_п$ — суммарного активного сопротивления кристалла, омических контактов и выводов; дифференциального сопротивления $r_{диф}$ — величины, обратной крутизне вольт-амперной характеристики; индуктивности диода $L_д$ — полной последовательной индуктивности диода при заданных условиях, и емкости корпуса $C_{кор}$. Емкость между выводами диода

$$C_д = C_{p-n} + C_{кор}.$$

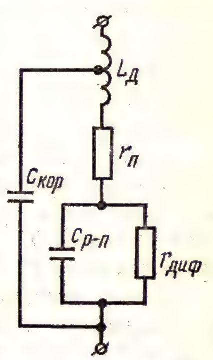


Рис. 3.19. Эквивалентная схема туннельного диода

В связи с тем, что туннельный ток не связан с относительно медленными процессами диффузии или дрейфа носителей, а распространяется как ток в проводнике — со скоростью света, максимальная частота работы туннельных диодов может достигать сотен гигагерц. Частотные свойства туннельных диодов характеризуются: резонансной частотой f_0 — частотой, на которой общее реактивное сопротивление диода обращается в нуль; предельной резистивной частотой f_R, на которой активная составляющая полного сопротивления последовательной цепи, состоящей из *p-n*-перехода и сопротивления потерь, обращается в нуль.

$$f_R = \frac{1}{2\pi \, | r_{диф\,min} | C_д} \sqrt{\frac{r_{диф\,min}}{r_п} - 1}.$$

Величина, определяющая коэффициент шума туннельного диода — шумовая постоянная, выражается соотношением

$$K_ш = 20 I_р / g_{p-n},$$

где $I_р$ — ток в рабочей точке.

Максимально допустимыми режимами туннельного диода являются: энергия импульсов $W_и$ — максимально допустимая энергия коротких импульсов тока, воздействующих на диод в пропускном направлении; максимально допустимый постоянный прямой ток $I_{пр\,max}$ — максимальное значение постоянного прямого тока на второй восходящей ветви вольт-амперной характеристики; максимально допустимый импульсный прямой ток $I_{при\,max}$ — максимальное значение импульсного прямого тока при заданной скважности и длительности импульсов; максимально допустимый постоянный обратный ток $I_{обр\,max}$; максимально допустимая рассеиваемая СВЧ-мощность диода $P_{СВЧ\,max}$ и максимально допустимая рассеиваемая импульсная СВЧ-мощность $P_{СВЧ\,и\,max}$. В качестве максимально допустимых режимов

устанавливаются значения, при которых обеспечивается заданная надежность.

Туннельные диоды применяют в схемах генераторов, усилителей и переключателей СВЧ-диапазонов, в быстродействующих импульсных устройствах и других схемах.

Для описания усилительных диодов используют следующие электрические параметры: $I_п$, $I_п/I_в$, $r_п$ $C_д$, $W_и$, $P_{СВЧ\,max}$, $P_{СВЧ\,и\,max}$, $g_{пер\,max}$, f_R, $C_{кор}$, $L_д$, $K_ш$ и характеристики: $I = f(U)$, $I_п = f(t)$, $I_в = f(t)$, $g_{пер} = f(U)$. Генераторные диоды определяются следующими параметрами: $I_п$; $I_п/I_в$, $U_п$, $r_п$, $L_д$, $C_д$, $C_{кор}$, $g_{пер\,max}$ и характеристиками: $I = f(U)$; $I_п = f(t)$; $I_в = f(t)$.

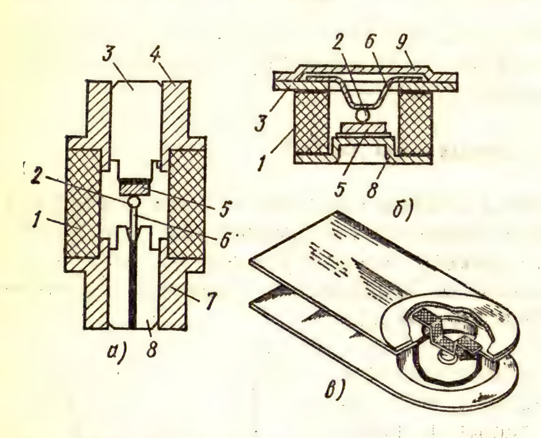


Рис. 3.20. Конструкции туннельных диодов:

а — патронного типа; *б* — таблеточного типа; *в* — с ленточными выводами; *1* — корпус; *2* — электродный сплав, формирующий *p-n*-переход; *3, 8* — выводы, *4, 7* — втулки корпуса; *5* — полупроводниковый кристалл; *6* — соединительный электрод; *9* — крышка

Показателями для переключательных диодов являются: $U_{пр}$, $U_{обр}$, $C_д$, $C_{кор}$, $I_п$, $r_п$, $I_{пр.\,max}$, $I_{пр.\,и\,max}$, $I_{обр\,max}$ и характеристики $I = f(U)$ на восходящих участках вольт-амперной характеристики: $I_п = f(t)$; $I_в = f(t)$, $U_{рр} = f(t)$, $I_{пр.\,и\,max} = f(\tau_и)$.

Туннельные диоды могут работать в более широком интервале температур по сравнению с обычными полупроводниковыми диодами (до 200° С германиевые; до +400° С кремниевые; до +600° С арсенид-галлиевые). К недостаткам туннельных диодов следует отнести то, что они являются двухполюсниками. Поэтому в ряде схем, созданных на туннельных диодах, возникают определенные сложности с разделением цепей входа и выхода. Рабочий участок в туннельных диодах расположен в диапазоне значительно более низких напряжений по сравнению с другими полупроводниковыми приборами, поэтому они относительно маломощны. Кроме того, они нуждаются в высокостабильных источниках питающих напряжений. Однако в диапазоне СВЧ туннельные диоды имеют целый ряд существенных преимуществ по сравнению с другими полупроводниковыми приборами.

В настоящее время туннельные диоды изготовляют в основном из германия и арсенида галлия. В качестве доноров используют фосфор или мышьяк, а в качестве акцепторов — галлий или алюминий для германиевых диодов. Для арсенид-галлиевых применяют олово, свинец, серу, селен, теллур (доноры), цинк, кадмий (акцепторы).

Переход *p-n* получают методом вплавления или диффузии примесей. Для обеспечения работы туннельных диодов на высоких частотах выбирают конструктивные формы, которые обеспечивают малые вели-

чины $r_п$ и $L_д$. Сопротивление $r_п$ понижают уменьшением размеров элементов. У туннельных диодов из германия это сопротивление составляет 0,1—0,5 Ом, а у диодов из арсенида галлия — 1—10 Ом.

Для образования контакта к кристаллу присоединяют мембранный массивный электрод и ленточный лепесток или припаивают плоскую пластину. При этом индуктивность составляет величину 10^{-10} Г. Тонкая проволока неприемлема, так как подобные выводы имеют индуктивность не меньше чем $3 \cdot 10^{-9}$ Г.

Различные конструкции туннельных диодов представлены схематически на рис. 3.20.

Германиевые туннельные диоды оформляются в металлостеклянном корпусе с гибкими выводами, а арсенид-галлиевые туннельные диоды — в металлокерамическом корпусе.

§ 3.12. ОБРАЩЕННЫЕ ДИОДЫ

Разновидностью туннельных диодов являются **о б р а щ е н н ы е д и о д ы**. *Обращенным диодом называется полупроводниковый диод на основе полупроводника с критической концентрацией примеси, в котором проводимость при обратном напряжении вследствие туннельного эффекта значительно больше, чем при прямом напряжении.*

Большой обратный ток и нелинейность вблизи нулевой точки позволяют использовать такие туннельные диоды в качестве пассивного элемента радиотехнических устройств, детекторов и смесителей для работы при малом сигнале и как ключевые устройства для импульсных сигналов малой амплитуды. При изготовлении обращенных диодов добиваются, чтобы степень вырождения одной из областей была малой. Например, n-область легируют так, чтобы уровень Ферми располагался вблизи нижней границы зоны проводимости. Вольт-амперная характеристика такого прибора принимает вид, приведенный на рис. 3.21. При прямом включении участок с отрицательной проводимостью исчезает. Обратная ветвь вольт-амперной характеристики обращенного диода практически не отличается от характеристики обратно смещенного туннельного диода.

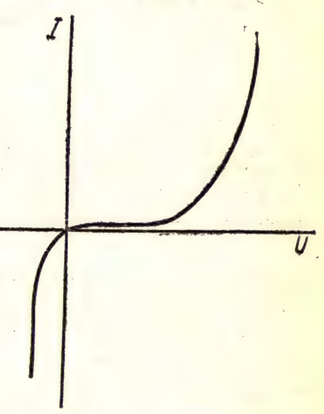


Рис. 3.21. Вольт-амперная характеристика обращенного диода

Вольт-амперную характеристику обращенных диодов для напряжения $U < U_{max}$ можно аппроксимировать формулой

$$I \approx \frac{U}{r_{диф}} e^{\beta U},$$

где $r_{диф}$ — дифференциальное сопротивление диода при $U = 0$; величину β можно определить экспериментально по наклону кривой

зависимости логарифма проводимости от напряжения

$$\ln\frac{I}{U}(U) = -\ln r_{\text{диф}} - \beta U.$$

Эквивалентная схема обращенного диода не отличается от эквивалентной схемы туннельного диода. Инерционность обращенного диода определяется временем перезаряда его емкости и зависит от параметров эквивалентной схемы. Как правило, время переключения обращенного диода не превышает 1 нс.

Как детекторы, обращенные диоды обладают существенными преимуществами перед более распространенными смесительными и детекторным точечными диодами. Главным образом эти преимущества обусловливаются тем, что вольт-амперная характеристика имеет большую нелинейность в области нулевого смещения. Детекторы на обращенных диодах обладают более высокой чувствительностью по току при замкнутой цепи и импеданс их лучше согласуется с широкополосными цепями, чем у типичных точечных диодов. Например, чувствительность по току детектора на обращенном диоде в дециметровом диапазоне длин волн в 10—20 раз выше, чем обычного диода.

Важным преимуществом обращенных диодов по сравнению с диодами с точечными переходами является их низкий уровень шума. Это обстоятельство делает их применение полезным в малошумящих смесителях, у которых промежуточные частоты находятся в звуковом диапазоне и в детекторах видеосигнала.

Структуры обращенных диодов не отличаются от структур обычных туннельных диодов. Они монтируются в корпусах, аналогичных корпусам детекторов. Диод собирают, помещая его в муфты, находящиеся на концах патрона стержня, на котором укреплена пластина полупроводника и стержень с пружинкой из Pb — Sb. Передвижением стержней в муфтах добиваются хорошего электрического контакта. Затем для получения желаемых характеристик на диод подают электрические импульсы.

Глава 4
БИПОЛЯРНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

§ 4.1. УСТРОЙСТВО И ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

Транзистор представляет собой полупроводниковый прибор с двумя взаимодействующими переходами и тремя или более выводами, усилительные свойства которого обусловлены явлениями инжекции и экстракции неосновных носителей зарядов (*рис. 4.1*).

Транзистор имеет три области: эмиттер, базу и коллектор. Переход, который образуется на границе областей эмиттер — база, называется э м и т т е р н ы м, а на границе база — коллектор — к о л л е к т о р н ы м. Электропроводность базы может быть как электронной, так и дырочной; соответственно различают транзисторы со структурами *p-n-p* и *n-p-n* (рис. 4.1, *а*).

Принцип работы транзисторов обоих типов одинаков, различие заключается в том, что в транзисторе со стуктурой *p-n-p* основной ток, текущий через базу, создается дырками, инжектированными из эмиттера, а в транзисторе *n-p-n* — электронами. В усилительном режиме работы транзистора эмиттерный переход смещают в прямом направлении, коллекторный — в обратном (рис. 4.1, *а*).

На рис. 4.1, *б* показаны условные обозначения транзисторов. Эмиттер изображается в виде стрелки, которая указывает направление тока эмиттерного перехода.

Если эмиттерный и коллекторный переходы находятся на большом расстоянии друг от друга, т. е. толщина базы значительно больше диф-

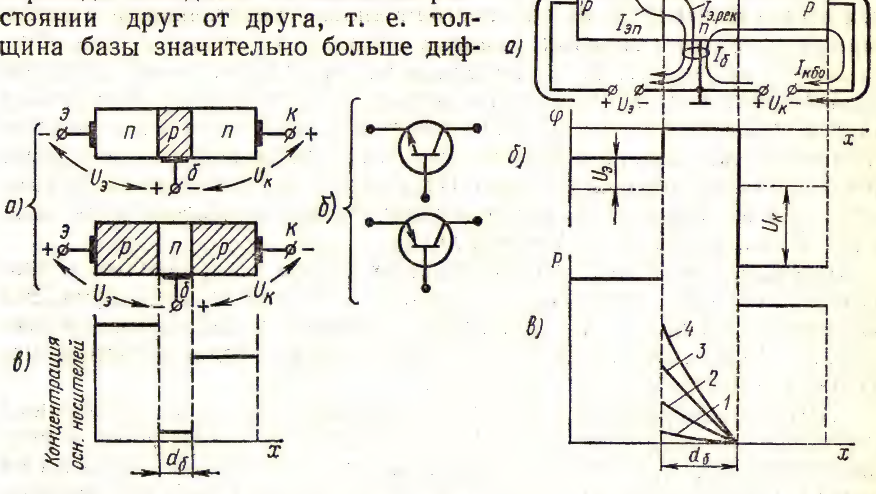


Рис. 4.1. Схематическое изображение (*а*) и условное графическое изображение (*б*) транзисторов типа *n-p-n* и *p-n-p* распределение концентрации основных носителей вдоль структуры транзистора в равновесном состоянии (*в*)

Рис. 4.2. Распределение токов в транзисторе (*а*), потенциала вдоль структуры транзистора (*б*) и неравновесных неосновных носителей в базе при различных токах эмиттера (*в*)

фузионной длины, то носители, инжектированные эмиттером, не доходят до коллектора, а рекомбинируют в базе. Такая система из двух *p-n*-переходов ведет себя как два последовательно соединенных полупроводниковых диода. Вольт-амперная характеристика эмиттерного перехода представляет прямую, а коллекторного — обратную ветвь характеристики диода. Особенность транзистора заключается во взаимном влиянии переходов друг на друга. На рис. 4.1, *в* показано распределение концентрации основных носителей для равновесного состояния вдоль структуры транзистора, имеющего резкие границы между областями. Концентрацию основных носителей в области коллектора обычно делают несколько меньшей, чем в области эмиттера.

На рис. 4.2, *а* показана схема транзистора типа *p-n-p* с подключенными к нему источниками питания, а на рис. 4.2, *б* приведено распределение потенциала вдоль структуры транзистора (штрихпунк-

тирной линией — без питающих напряжений, с источниками питания — сплошной).

При подключении коллекторного напряжения $U_к$ происходит обратное смещение коллекторного перехода и в коллекторной цепи появляется слабый ток. В дальнейшем этот ток будет называться обратным током коллектора и обозначаться $I_{кб_0}$.

Обратный ток коллектора, важнейший из параметров транзистора, представляет собой ток через коллекторный переход при заданном обратном напряжении коллектор — база и разомкнутом выводе эмиттера.

При подключении эмиттерного напряжения $U_э$ происходит прямое смещение перехода, и в цепи появляется ток эмиттера $I_э$, который в основном определяется током диффузии.

Ток диффузии эмиттера имеет две составляющие — электронную $I_{эn}$ и дырочную $I_{эp}$:

$$I_э = I_{эn} + I_{эp}.$$

Если концентрация основных носителей в эмиттерной и базовой областях была бы одинакова, то эмиттерный ток состоял бы наполовину из электронов, инжектированных из базы в эмиттер, наполовину из дырок, инжектированных из эмиттера в базу. Но, так как у транзистора база бедна основными носителями (электронами проводимости), а область эмиттера, наоборот, имеет очень высокую концентрацию основных носителей (дырок проводимости), дырочная составляющая тока эмиттера у транзистора много больше электронной составляющей ($I_{эp} \gg I_{эn}$).

Электронная составляющая замыкается через цепь базы и не участвует в создании тока коллектора. Диффузия электронов из базы в эмиттер восполняется притоком в базу новых электронов из внешней цепи, что и определяет величину и направление электронной составляющей тока эмиттера. Для цепи базы $I_{эn}$ является одной из составляющих тока базы (рис. 4.2, *а*).

Отношение

$$\frac{I_{эp}}{I_э} = \frac{I_{эp}}{I_{эp} + I_{эn}} = \gamma = 0{,}98 \div 0{,}995$$

называется э ф ф е к т и в н о с т ь ю э м и т т е р а. Так как электронную составляющую $I_{эn}$ стремятся сделать по возможности малой, эффективность эмиттера у транзистора оказывается близкой к единице.

Дырочная составляющая тока эмиттера определяется переходом дырок из эмиттера в базу. Инжектированные в базу дырки под действием диффузии, стремящейся выровнять их концентрацию по всему объему базы, перемещаются в направлении коллектора. Так как электрическое поле в базе транзистора, создаваемое источниками питания, относительно невелико, можно считать, что перемещение дырок от эмиттера к коллектору через тонкую базу происходит исключительно за счет диффузии. При непрерывной инжекции ($I_э = \text{const}$) в базе устанавливается соответствующее распределение концентрации дырок, что и предопределяет их перенос через базу. Например, току $I_{э2}$ соответствует кривая распределения *2*, показанная на рис. 4.2, *в*.

Приближаясь к обратно смещенному коллекторному переходу дырки, как неосновные носители, переходят из базы в коллектор, увеличивая тем самым ток коллектора. Так как дырки переходят из базы в коллектор беспрепятственно, их концентрация на границе базы с коллекторным переходом оказывается равной нулю.

Если увеличить прямое смещение эмиттерного перехода (увеличить $I_э$ до значения $I_{э3}$), то концентрация дырок около эмиттера возрастет, а около коллектора останется по-прежнему равной нулю (рис. 4.2, *в*, кривая *3*). При этом увеличится градиент концентрации и, следовательно, возрастет диффузионный ток дырок к коллектору. Еще большее смещение эмиттерного перехода приведет к еще большему возрастанию градиента (кривая *4*).

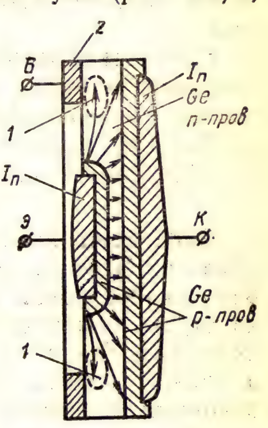


Рис. 4.3. Разрез сплавного плоскостного германиевого транзистора типа *p-n-p* (стрелками показаны пути дырок, движущихся под действием диффузии):

1 — область усиленной рекомбинации; *2* — контактное кольцо базы

Некоторое количество дырок при своем движении в базе успевает рекомбинировать с электронами проводимости, вызывая тем самым дополнительный приток электронов в базу из внешней цепи.

Это обусловливает разделение дырочной составляющей тока эмиттера:

$$I_{эр} = I_{э\,рек} + I_{кр},$$

где $I_{э\,рек}$ — рекомбинационная составляющая тока эмиттера, совпадающая по направлению с $I_{эп}$ (замыкается через цепь базы); $I_{кр}$ — часть тока эмиттера, замыкающаяся через коллекторную цепь (см. рис. 4.2, *а*).

При изготовлении транзистора базу делают тонкой и бедной основными носителями, а площадь коллекторного перехода — в несколько раз большей площади эмиттерного. При этом, как показано на рис. 4.3, на коллектор попадает большинство инжектируемых дырок, движущихся под действием диффузии в направлении уменьшения своей концентрации. Поэтому

$$I_{эрек} \ll I_{кр}.$$

Отношение

$$\frac{I_{кр}}{I_{эр}} = \frac{I_{кр}}{I_{кр} + I_{э\,рек}} = \delta = 0,98 \div 0,995 \qquad (4.1)$$

называется коэффициентом переноса.

Из сказанного следует, что у транзистора величина δ, как и γ, близка к единице. Поэтому величина

$$\alpha_и = \frac{I_{кр}}{I_э} = \frac{I_{кр}}{I_{эр}} \cdot \frac{I_{эр}}{I_э} = \delta\gamma = 0,95 \div 0,99 \qquad (4.2)$$

называется **статическим (интегральным) коэффициентом передачи тока эмиттера** и также близка

к единице. Этот коэффициент показывает, какая часть тока эмиттера замыкается через коллекторную цепь.

Первый закон Кирхгофа применительно к транзистору дает равенство

$$I_э = I_к + I_б, \qquad (4.3)$$

где $I_э = I_{эп} + I_{эрек} + I_{к\,р}$, $I_б = I_{эп} + I_{эрек} - I_{кбо}$, $I_к = I_{кр} + I_{кбо}$.

Используя формулу (4.3), получим $I_к = \alpha_и I_э + I_{кбо}$.

Наряду с $\alpha_и$ часто используются **статический (интегральный) коэффициент передачи тока базы**:

$$\beta_и = \frac{I_{кр}}{I_{эп} + I_{э\,рек}} = \frac{I_к - I_{кбо}}{I_б + I_{кбо}}. \qquad (4.4)$$

§ 4.2. СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ ТРАНЗИСТОРОВ

В зависимости от того, какой электрод является общим для входной и выходной цепей, различают три схемы включения транзистора: с общей базой (сокращенно будем обозначать ОБ, рис. 4.4, *а*), с общим эмиттером (ОЭ, рис. 4.4, *б*) и с общим коллектором (ОК, рис. 4.4, *в*).

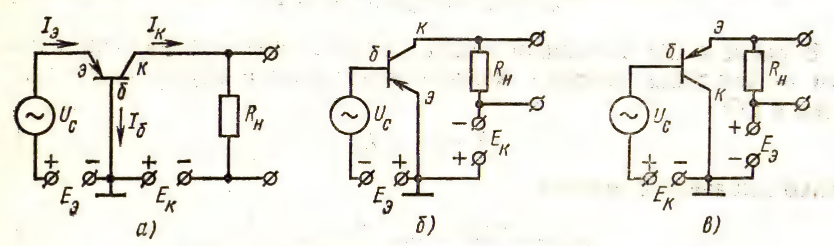


Рис. 4.4. Основные схемы включения транзистора

Согласно формуле (4.3), ток эмиттера в транзисторе распределяется между базой и коллектором.

Если ток эмиттера возрастет на величину $+\Delta I_э$, например, из-за увеличения напряжения эмиттера при воздействии напряжения сигнала $+\Delta U_с$, то соответственно возрастут и остальные токи. Для этого состояния получим

$$I_э + \Delta I_э = I_к + \Delta I_к + I_б + \Delta I_б. \qquad (4.5)$$

Произведя вычитание из (4.5) равенства (4.3), получим

$$\Delta I_э = \Delta I_к + \Delta I_б. \qquad (4.6)$$

Приращение тока базы, как и сам ток базы, относительно мало́, поэтому

$$\Delta I_к \approx \Delta I_э.$$

Транзистор характеризуют коэффициентом (дифференциальным) прямой передачи по току, который представляет собой отношение приращения выходного тока к вызывающему его приращению входного тока при постоянном напряжении в выходной цепи. Для схемы с ОБ

выходной ток — это ток коллекторной цепи, а входной ток — ток эмиттерной цепи.

Поэтому коэффициент прямой передачи по току для схемы с ОБ

$$\alpha = \frac{\Delta I_{к}}{\Delta I_{э}} \text{ при } U_{к} = \text{const}. \quad (4.7)$$

В усилительном режиме в схеме с ОБ статический коэффициент передачи по току транзистора и α примерно одинаковы, т. е.

$$\alpha \approx \alpha_{и} = 0{,}95 \div 0{,}99.$$

Приращение коллекторного тока можно определить, используя формулу (4.7):

$$\Delta I_{к} = \alpha \Delta I_{э}. \quad (4.8)$$

Приращение тока базы представляет собой разность приращений токов эмиттера и коллектора:

$$\Delta I_{б} = \Delta I_{э} - \Delta I_{к}.$$

Подставив в предыдущее равенство вместо $\Delta I_{к}$ выражение (4.8), получим

$$\Delta I_{б} = \Delta I_{э} - \alpha \Delta I_{э} = \Delta I_{э}(1-\alpha). \quad (4.9)$$

В схеме с ОЭ выходным током является ток коллектора, а входным — ток базы, поэтому коэффициент прямой передачи по току в схеме с ОЭ

$$\beta = \Delta I_{к} / \Delta I_{б}. \quad (4.10)$$

Легко выразить β через α:

$$\beta = \frac{\alpha \Delta I_{э}}{\Delta I_{э}(1-\alpha)} = \frac{\alpha}{1-\alpha} \approx \frac{1}{1-\alpha}, \quad (4.11)$$

так как $\alpha \approx 1$.

Как видно из формулы (4.11), для увеличения β необходимо, чтобы статический коэффициент α был по возможности близким к единице.

Для $\alpha = 0{,}96$ коэффициент $\beta = 0{,}96/(1-0{,}96) = 24$, если $\alpha = 0{,}99$, то $\beta = 100$.

В схеме с ОК выходным током является ток эмиттера, а входным — ток базы. Коэффициент прямой передачи по току схемы с ОК примерно равен β и определяется по формуле

$$\frac{\Delta I_{э}}{\Delta I_{б}} = \frac{\Delta I_{б}}{\Delta I_{б}(1-\alpha)} = \frac{1}{1-\alpha} \approx \beta. \quad (4.12)$$

На практике часто используют примерные равенства:

$$\alpha = \alpha_{и} \approx I_{к}/I_{э}, \quad (4.13)$$

$$\beta = \beta_{и} \approx I_{к}/I_{э}, \quad (4.14)$$

которые справедливы при условии $I_{к} \gg I_{б} > I_{кбо}$.

Зная параметры α и β, можно по формулам (4.13) и (4.14) определить токи $I_к$, $I_э$, $I_б$:

$$\left.\begin{aligned} I_к &\approx \alpha I_э; \\ I_э &\approx I_к/\alpha; \end{aligned}\right\} \tag{4.15}$$

$$\left.\begin{aligned} I_б &\approx I_к/\beta; \\ I_б &\approx I_э(1-\alpha). \end{aligned}\right\} \tag{4.16}$$

§ 4.3. СТАТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ТРАНЗИСТОРОВ

Режим транзистора в любой схеме включения определяется токами и напряжениями на входе и выходе схемы. Для получения статической характеристики одну из четырех величин выбирают в качестве аргумента, другую — в качестве функции. Из оставшихся двух величин одну фиксируют (поддерживают постоянной), другую — оставляют свободной (величина меняется в зависимости от аргумента, но в характеристике эти изменения не отражаются). Задавая различные значения фиксированной величине, получают семейство статических характеристик транзистора.

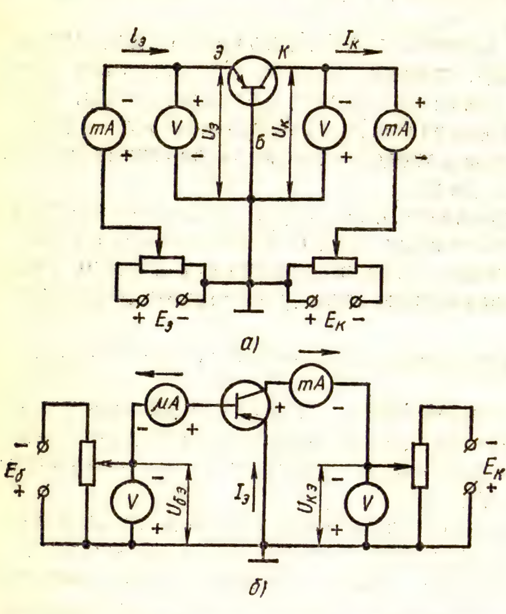


Рис. 4.5. Схемы для снятия характеристик транзистора:
а — с общей базой; *б* — с общим эмиттером

На рис. 4.5, *а* изображена принципиальная схема для снятия статических характеристик с общей базой. Полярность источников питания устанавливается в зависимости от типа транзистора *р-п-р* или *п-р-п*.

Входные (или эмиттерные) статические характеристики транзистора в схеме с ОБ представляют собой зависимость

$$I_э = \varphi(U_э) \text{ при } U_к = \text{const}.$$

На рис. 4.6 приведены характеристики для германиевого маломощного *р-п-р*-транзистора.

Входная статическая характеристика при $U_к = 0$ (нулевая) подобна обычной характеристике полупроводникового диода, включенного в прямом направлении.

При подаче отрицательного коллекторного напряжения (например, $U_к = -5$В) входная характеристика смещается влево (рис. 4.6, *а*).

Коллекторное напряжение, влияющее на положение входной статической характеристики, свидетельствует о наличии в транзисторе внутренней обратной связи. Эта обратная связь возникает в основном из-за сопротивления базы $r'_б$ (рис. 4.7, *а*). Данное сопротивление (от десятков до сотен ом) образуется слаболегированной областью базы, которая представляет собой пластинку с относительно большой длиной и малым сечением (см. рис. 4.3).

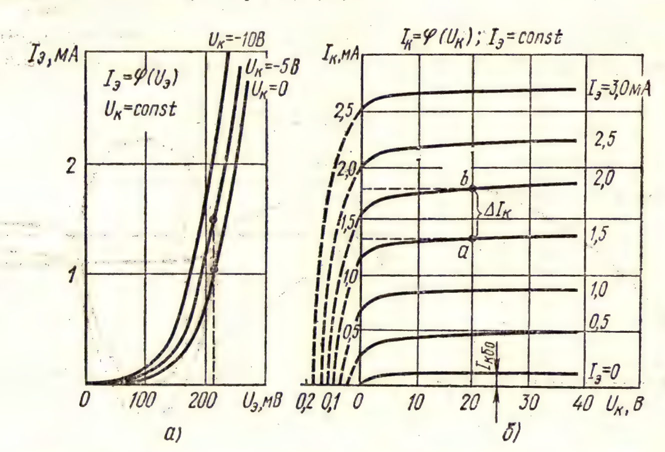


Рис. 4.6. Семейство входных (*а*) и выходных (*б*) характеристик транзистора в схеме с общей базой

В схеме с ОБ сопротивление $r'_б$ является общим для входной и выходной цепей. На рис. 4.7, *б* оно вынесено за пределы идеального транзистора, у которого собственное сопротивление базы принимается равным нулю.

Пусть в данной схеме $U_э$ = const, тогда напряжение на эмиттере идеального транзистора, которое определяет ток эмиттерного перехода,

$$U'_э = U_э - r'_б\, I_б = U_э - r'_б\,(I_{эп} + I_{э\,рек} - I_{кбо}). \qquad (4.17)$$

При подаче или увеличении по модулю коллекторного напряжения появляется или несколько увеличивается $I_{кбо}$. Кроме того, уменьшается $I_{э\,рек}$, так как при увеличении коллекторного напряжения происходит расширение коллекторного перехода и соответственно реальная ширина базы $d'_б$ уменьшается (рис. 4.7, *а*). Поэтому напряжение $U'_э$, приложенное к эмиттеру идеального транзистора, при увеличении $|U_к|$ и $U_э$ = const согласно формуле (4.17) возрастает, что и объясняет увеличение тока эмиттера и смещение влево входной статической характеристики транзистора с ОБ. При $U_к = -10$ В входная статическая характеристика сместится влево еще больше и т. д., до $U_{к\,max}$.

Выходные, или коллекторные, статические характеристики транзистора с ОБ представляют зависимость $I_к = \varphi\,(U_к)$ при $I_э$ = const (рис. 4.6, *б*). Несмотря на то, что напряжение на коллекторе для тран-

зистора *p-n-p* отрицательное, характеристики принято изображать в положительных осях координат. Нулевая выходная характеристика ($I_э = 0$) является обычной характеристикой диода, включенного в обратном направлении. Увеличение тока $I_э$ от 0,5 до 3 мА ведет к сдвигу входной характеристики (рис. 4.6, *б*).

Как известно, при появлении тока эмиттера ток коллектора увеличивается на величину $I_{кр} = \alpha I_э \approx I_э$. Ток $I_{кр}$ можно рассматривать как искусственно созданный дополнительный ток неосновных носителей коллекторного перехода. Поэтому на основании формулы (2.12), где $I_0 = I_{кр}$, можно утверждать, что любая выходная статическая характеристика транзистора с ОБ представляет собой вольт-амперную характеристику полупроводникового диода, смещенную по оси обратного тока на величину $I_{кр}$.

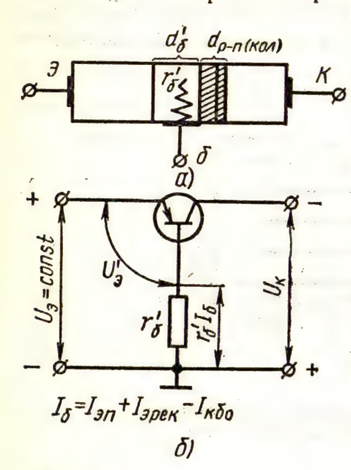


Рис. 4.7. Структура (*а*) и эквивалентная схема (*б*) транзистора, иллюстрирующие действие сопротивления $r'_б$ в транзисторе

При обратно смещенном коллекторном переходе наблюдается незначительное увеличение наклона выходных характеристик при переходе от меньшего значения $I_э$ к большему. Это объясняется косвенным влиянием коллекторного напряжения на величину $I_{кр}$ (с увеличением $U_к$ уменьшается $d'_б$ и $I_{эрек}$, следовательно, $I_{кр}$ несколько увеличивается, причем это увеличение будет тем большим, чем больше сам ток $I_{кр}$, т. е. чем больше ток $I_э$).

При больших токах эмиттера выходные статические характеристики сближаются, так как при этих условиях происходит относительное увеличение $I_{эрек}$ и $I_{эп}$, т. е. статический коэффициент прямой передачи по току $\alpha_н = I_{кр}/I_э$ уменьшается. Более подробно этот вопрос будет освещен в конце параграфа.

Для снятия начальных участков выходных статических характеристик транзисторов в ОБ необходимо в схеме (см. рис. 4.5, *а*) изменить полярность коллекторного напряжения. Статические характеристики транзистора с ОЭ снимаются с помощью схемы, изображенной на рис. 4.5, *б*. Входные статические характеристики транзистора с ОЭ представляют собой зависимость

$$I_б = \varphi(U_б) \text{ при } U_к = \text{const}.$$

Эти характеристики показаны на рис. 4.8, *а*. Входным током транзистора при данной схеме включения является ток базы. Так как эмиттер в схеме заземлен (соединен с точкой нулевого потенциала), то напряжения $U_б$ и $U_к$ отсчитываются относительно эмиттера, т. е. $U_б = U_{бэ}$; $U_к = U_{кэ}$.

Нулевая входная характеристика (при $U_к = 0$ и $U_б < 0$) представляет собой суммарную характеристику эмиттерного и коллекторного переходов, соединенных параллельно и подключенных к источ-

нику в прямом направлении (рис. 4.9, *а*). На рисунке видно, что в случае, когда $U_к = 0$, а $U_б < 0$, то $U_{кб} > 0$. Это положительное напряжение, приложенное к коллекторному переходу, создает в коллекторной цепи ток, который по направлению противоположен обычному току коллектора. В этом случае ток коллектора отрицателен, а ток базы представляет собой сумму:

$$I_б = I_э - I_к = I_э + |I_к|.$$

Следует обратить внимание на то, что замыкание и размыкание коллектора (рис. 4.9, *б*) не может привести к существенному изменению

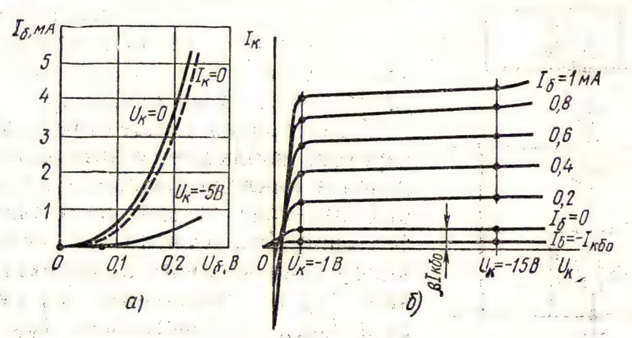


Рис. 4.8. Семейство входных (*а*) и выходных (*б*) характеристик транзистора в схеме с общим эмиттером

тока базы, который в основном определяется сопротивлением $r'_б$. Поэтому при замыкании коллектора на эмиттер (если $U_б$ = const) происходит лишь распределение практически неизменного тока базы между

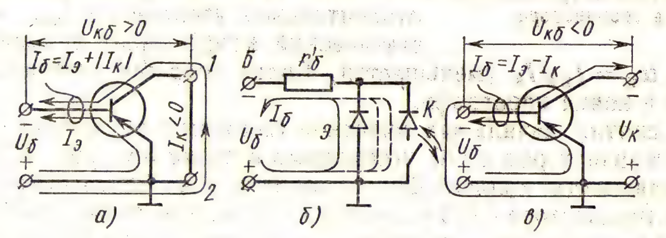


Рис. 4.9. Транзистор, включенный по схеме с ОЭ при коротком замыкании коллектора с эмиттером (*а*), распределение тока базы при замыкании (*б*)

коллекторной и эмиттерной цепями (обычно $I_к > I_э$). Из сказанного следует, что у транзистора с ОЭ нулевая входная характеристика ($U_к = 0$) почти совпадает с характеристикой, снятой при $I_к = 0$ (на рис. 4.8, *а* показана штриховой линией). При небольшом отрицательном напряжении на коллекторе (рис. 4.9, *в*), когда $|U_к| > |U_б|$ (соответственно $U_{кб} < 0$), ток коллектора меняет свое направление на обычное $I_к > 0$ и ток базы становится разностным

$$I_б = I_э - I_к.$$

Для этого обычно бывает достаточным напряжение $U_к \approx -1$ В. Так как при данном напряжении ток базы резко уменьшается (из суммарного становится разностным), то соответствующая входная характеристика располагается значительно ниже нулевой. При дальнейшем увеличении (по модулю) коллекторного напряжения (например, до $U_к = -5$ В) входная характеристика незначительно смещается вправо. В справочниках обычно приводятся две входные статические характеристики: нулевая и характеристика, снятая при $U_к = -5$ В. Все остальные характеристики, снятые при $|U_к| > 1$ В, незначительно отличаются от последней и практически сливаются с ней.

Выходные статические характеристики транзистора с ОЭ представляют зависимость $I_к = \varphi(U_к)$ при $I_б = \text{const}$. Вид этих характеристик показан на рис. 4.8, *б*.

Нулевая выходная характеристика (обратный ток коллектор — эмиттер) проходит через начало координат и в рабочей области $|U| \geqslant 1$ В располагается на уровне, примерно равном $\beta_и I_{кбо}$.

Обратный ток коллектор — эмиттер в зависимости от состояния на входе принимает следующие значения: $I_{кэк}$ — обратный ток коллектор — эмиттер при коротко замкнутых выводах эмиттера и базы; $I_{кэR}$ — обратный ток коллектор — эмиттер при заданном сопротивлении в цепи база — эмиттер; $I_{кэо}$ — обратный ток коллектор — эмиттер при разомкнутом выводе базы; $I_{кэх}$ — обратный ток коллектор — эмиттер при заданном обратном напряжении эмиттер — база.

В цепи база — эмиттер существуют обратный ток базы и обратный ток эмиттера. Обратный ток базы $I_{бэх}$ — ток в цепи базового вывода при заданном обратном напряжении коллектор — эмиттер и заданном обратном напряжении эмиттер—база. Обратный ток эмиттера $I_{эбо}$ — ток через эмиттерный переход при заданном обратном напряжении эмиттер — база и разомкнутой цепи коллектора.

Выходные статические характеристики при $I_б = \text{const}$ в рабочей области располагаются над нулевой на соответствующем уровне и по сравнению с выходными статическими характеристиками транзистора с ОБ имеют примерно в β раз больший наклон и более резко выраженное сближение при значительных токах базы.

Выходные статические характеристики пересекают ось ординат в точках $I_к < 0$. При этом величина $|I_к|$ оказывается тем большей, чем больше $I_б$, так как увеличение $I_б$ достигается с помощью увеличения $|U_б|$, что соответственно увеличивает (по модулю) и ток коллектора, текущий в обратном направлении (рис. 4.9, *а*). Начальный участок выходных характеристик транзистора в схеме с ОЭ, где $I_к < 0$, не имеет практического значения и поэтому в справочниках не приводится.

При смене полярности напряжения на базе ($U_б > 0$) можно установить ток базы $I_б = -I_{кбо}$. В этом случае $I_э = 0$, а $I_к = I_{кбо}$. Дальнейшее увеличение напряжения на базе не может привести к уменьшению (т. е. изменению) коллекторного тока, поэтому как в схеме транзистора с ОБ, так и в схеме ОЭ $I_{кбо}$ является неуправляемым током коллекторной цепи.

На рис. 4.10 показана примерная зависимость $\alpha = f(I_э)$ при $U_к = \text{const}$.

При очень малых прямых токах эмиттера как $\alpha_и$, так и α оказываются много меньшими единицы. Это объясняется тем, что в базе транзистора при малом токе эмиттера вследствие малого градиента концентрации дырок не создается условий для их быстрого переноса через базу (например, при токе $I_{э1}$ кривая *1* на рис. 4.2, *в*). Поэтому в данном случае большинство дырок рекомбинирует с электронами, и слабый ток эмиттера почти целиком замыкается через базу, не достигая коллекторного перехода. Для случаев $I_{э2}$ и $I_{э3}$ (кривые *2* и *3* на рис. 4.2,*в*)

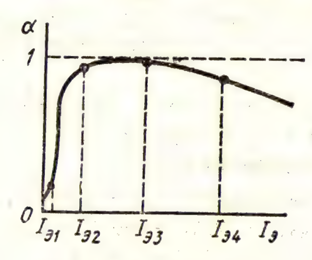


Рис. 4.10. Зависимость коэффициента прямой передачи по току транзистора в схеме включения с ОБ от тока эмиттера

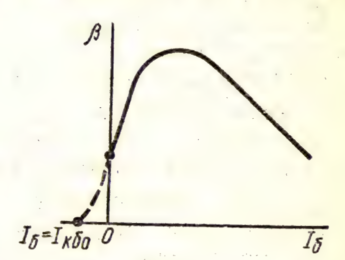


Рис. 4.11. Зависимость β от тока базы

создаются оптимальные условия для переноса дырок через базу. При этих токах $I_{кр} \approx I_э$, т. е. $\alpha_и$ и α примерно равны единице. При очень больших токах эмиттера в базе накапливается очень большой заряд, образованный дырками, который притягивает (через цепь базы) и удерживает в базе такой же по величине отрицательный заряд, образуемый электронами проводимости. Поэтому, несмотря на возросшую скорость дырок, двигающихся к коллектору, вероятность их рекомбинации с электронами значительно увеличивается. Это вызывает дополнительную потерю тока эмиттера и соответственно приводит к некоторому уменьшению как $\alpha_и$, так и α.

Уменьшение этих параметров вызывается также увеличением электронной составляющей тока эмиттера, ибо удерживаемые в базе электроны увеличивают в ней концентрацию основных носителей, что, как известно, снижает эффективность эмиттера γ.

На рис. 4.11 показана зависимость $\beta = \varphi(I_б)$. Эта зависимость подобна характеристике $\alpha = f(I_э)$ (см. рис. 4.10), так как большему току эмиттера (при прочих равных условиях) соответствует больший ток базы, а большему значению α — большее значение β.

§ 4.4. РАБОЧИЙ РЕЖИМ ТРАНЗИСТОРОВ

В усилительных схемах в выходную цепь транзистора наряду с источником питания включают нагрузку, а во входную — источник усиливаемого сигнала. На рис. 4.12 изображена простейшая схема

усилителя на транзисторе включенного с ОБ. В цепь коллектора транзистора включена нагрузка $R_н$, а в цепь эмиттера включен источник усиливаемого сигнала u_c. Для простоты рассуждений будем считать, что $u_c = \pm \Delta U_э$ (под приращениями могут пониматься любые мгновенные значения усиливаемого сигнала).

При положительном приращении напряжения в цепи эмиттера ток эмиттера возрастает на величину $\Delta I_э = \Delta U_э / R_{вх.об}$, где $R_{вх.об}$ — сопротивление для переменного тока входной цепи транзистора, включенного по схеме с ОБ. Это сопротивление представляет собой динамическое сопротивление полупроводникового диода с *p-n*-переходом эмиттер — база, включенного в прямом направлении. Приращение тока эмиттера вызовет приращение тока коллектора:

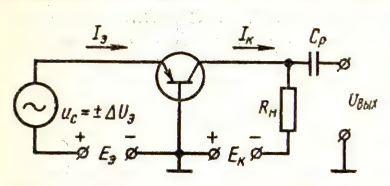


Рис. 4.12. Схема простейшего усилителя напряжения на транзисторе, включенного по схеме с ОБ

$$\Delta I_к = K_i \, \Delta I_э,$$

где $K_i = \Delta I_к / \Delta I_э$ — коэффициент усиления схемы по току, который практически не отличается от α, потому что приращение тока коллектора транзистора определяется только током эмиттера и почти не зависит от напряжения на коллекторе. Следовательно, $K_i \approx \alpha$. Приращение тока коллектора вызовет приращение напряжения на нагрузке:

$$\Delta U_н = \Delta I_к R_н = K_i \, \Delta I_э R_н \approx \alpha \frac{\Delta U_э}{R_{вх\ об}} R_н,$$

поэтому коэффициент усиления схемы по напряжению оказывается равным

$$K_u = \frac{\Delta U_н}{\Delta U_э} \approx \alpha \frac{R_н}{R_{вх\ об}}. \qquad (4.18)$$

Из формулы (4.18) следует, что при $R_н \gg R_{вх.об}$ $K_u \gg 1$, т. е. схема осуществляет усиление сигнала по напряжению.

Коэффициент усиления схемы по мощности

$$K_p = \frac{P_{вых\sim}}{P_{вх\sim}} = \frac{U_{нm} I_{нm}}{2} \cdot \frac{2}{I_{эm} U_{эm}} = \frac{\Delta I_к}{\Delta I_э} \cdot \frac{\Delta U_н}{\Delta U_э} =$$

$$= K_i K_u \approx \alpha^2 \frac{R_н}{R_{вх.\ об}} \gg 1. \qquad (4.19)$$

Усилительные свойства транзисторов можно объяснить следующим образом. Как известно, у транзисторов приращения амплитуды переменных составляющих тока в цепи коллектора и эмиттера примерно одинаковы, но ток коллектора протекает под действием большего напряжения по большему сопротивлению нагрузки ($R_н \gg R_{вх\ об}$). Поэтому одинаковые приращения токов связаны с различными приращениями напряжений: $\Delta U_к \gg \Delta U_э$.

Аналитическое выражение нагрузочной характеристики транзистора с ОБ для усилительного каскада на сопротивлениях имеет следующий вид:

$$U_к = E_к - I_к R_н. \qquad (4.20)$$

Это уравнение прямой линии, которая проводится через две точки, отложенные на осях координат. Точка на оси абсцисс соответствует напряжению источника питания коллектора $E_к$, а точка на оси ординат определяется равенством $I_к = E_к/R_н$.

Построение нагрузочной коллекторной характеристики на семействе выходных статических характеристик показано на рис. 4.13. Рабочая точка на нагрузочной коллекторной характеристике задается током эмиттера $I_{э0}$.

В коллекторной цепи рабочая точка определяет постоянные составляющие коллекторного тока $I_{к0}$ и коллекторного напряжения $U_{к0}$. Рабочий участок нагрузочной коллекторной характеристики распо-

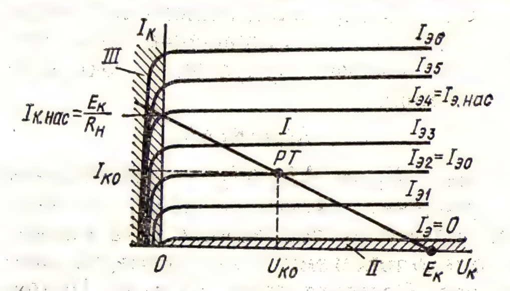


Рис. 4.13. Нагрузочная характеристика усилителя

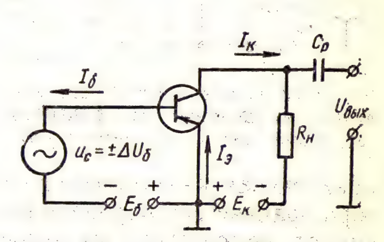


Рис. 4.14. Схема простейшего усилителя на транзисторе, включенного по схеме с ОЭ

лагается в области активного (или усилительного) режима транзистора (область *I* на рис. 4.13). В этой области изменения тока эмиттера вызывают пропорциональные изменения тока коллектора. Активному режиму транзистора соответствуют напряжения $U_к < 0$ и $U_э > 0$.

Снизу (на уровне неуправляемого тока коллектора) рабочий участок нагрузочной коллекторной характеристики ограничивается областью отсечки (область *II*). В режиме отсечки транзистор заперт, при этом $U_к < 0$, $U_э \leqslant 0$.

Сверху рабочий участок нагрузочной коллекторной характеристики ограничивается областью насыщения (область *III*). В режиме насыщения дальнейшее увеличение тока эмиттера практически не вызывает увеличения тока коллектора. Значения токов в цепях транзистора, при которых он переходит в режим насыщения (или выходит из него), обозначаются $I_{э.нас}$, $I_{к.нас}$, $I_{б.нас}$. При переходе транзистора в режим насыщения происходит смена знака коллекторного напряжения: $U_к$ становится положительным. Более подробно режим насыщения транзистора рассмотрен в § 4.7.

В усилительных схемах наиболее часто используют транзисторы, включенные по схеме с ОЭ. На рис. 4.14 показана простейшая схема усилителя напряжения на транзисторе, включенного по схеме с ОЭ. В этой схеме усиливаемый сигнал подается в цепь базы. Напряжение сигнала $u_с = \pm \Delta U_б$, входным током является ток базы, приращения которого относительно малы. При $\Delta U_б = \Delta U_э$ входное сопротивление усилительной схемы на транзисторе, включенном по схеме с ОЭ, боль-

ше выходного сопротивления транзистора, включенного по схеме с ОБ:

$$R_{\text{вх. оэ}}=\frac{\Delta U_б}{\Delta I_б}=\frac{\Delta U_э \beta}{\Delta I_э \alpha}=R_{\text{вх. об}}\frac{\beta}{\alpha}\approx R_{\text{вх. об}}\beta, \tag{4.21}$$

$$\text{где } \Delta I_б=\frac{\Delta I_к}{\beta}=\frac{\Delta I_э \alpha}{\beta}.$$

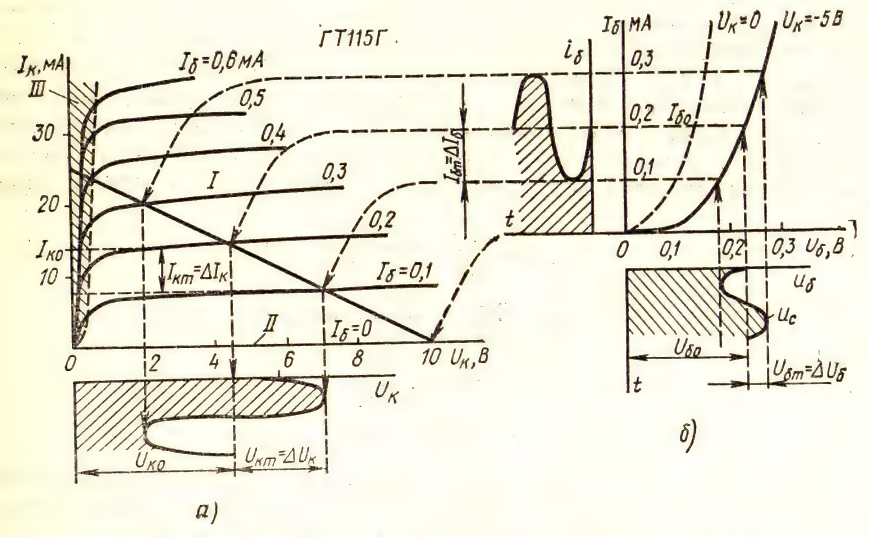


Рис. 4.15. Иллюстрация работы усилителя на транзисторе с ОЭ:
а — нагрузочная коллекторная характеристика; *б* — входная характеристика

Коэффициент усиления по напряжению схемы транзистора с ОЭ

$$K_u=\frac{\Delta U_н}{\Delta U_б}=\frac{\Delta U_н}{\Delta U_э}=\frac{\Delta I_к}{\Delta I_э}\cdot\frac{R_н}{R_{\text{вх. об}}}=\alpha\frac{R_н}{R_{\text{вх. об}}}. \tag{4.22}$$

При одинаковой нагрузке коэффициенты усиления по напряжению в обеих схемах равны.

Коэффициент усиления по мощности схемы транзистора, включенного по схеме с ОЭ:

$$K_p=K_i K_u\approx\beta\alpha\frac{R_н}{R_{\text{вх. об}}}, \tag{4.23}$$

т. е. в β раз больше, чем у схемы с общей базой.

На рис. 4.15 показана нагрузочная коллекторная характеристика транзистора с ОЭ при $E_к = 10$ В и $R_н = 400$ Ом, нанесенная на семейство статических выходных характеристик транзистора ГТ115Г. Мелкий масштаб характеристик не позволяет выделить на данном рисунке область отсечки, которая, как и в схеме включения транзистора с ОБ, определяется неуправляемым током коллектора. Область *III* насыщения транзистора, в которой увеличение тока базы не вызывает заметных изменений тока коллектора, заштрихована. В этой области

$U_{кэ}$ остается отрицательным, но $U_{кб}$, как и в схеме с ОБ, становится положительным.

На рис. 4.15, *б* показана входная характеристика транзистора, которая в усилительном режиме практически совпадает со статической характеристикой, снятой при $U_к = -5$ В.

Временные диаграммы на рис. 4.15 иллюстрируют работу усилительного каскада на транзисторе с ОЭ. Напряжение на базе $U_{б0} = 0{,}225$ В и ток $I_{б0} = 0{,}2$ мА определяют положение рабочей точки на нагрузочной коллекторной характеристике, т. е. определяют $U_{к0} = 4{,}5$ В и $I_{к0} = 14$ мА. Изменения входного напряжения (под действием сигнала) вызывают изменения входного тока (тока базы). При изменении тока базы изменяется выходной ток (ток коллектора) и в коллекторной цепи формируется усиленный сигнал, который через разделительный конденсатор поступает на выход каскада. Для данной схемы:

$$R_{вх.оэ} = \frac{\Delta U_б}{\Delta I_б} = \frac{0{,}035}{0{,}1 \cdot 10^{-3}} = 350;$$

$$K_i = \frac{\Delta I_к}{\Delta I_б} = \frac{6{,}5}{0{,}1} = 65 \approx \beta;$$

$$K_u = \frac{\Delta U_к}{\Delta U_б} = \frac{2{,}5}{0{,}035} = 71{,}5;$$

$$K_p = K_i K_u = 4650.$$

В отличие от усилительных схем на электронных лампах схемы на транзисторах обладают некоторыми специфическими особенностями:

1. В любой из схем включения транзистора во входной цепи протекает ток усиливаемого сигнала, следовательно, расходуется мощность. Поэтому любой из усилительных каскадов на транзисторах можно рассматривать как усилитель мощности.

2. Входное сопротивление схем конечно и относительно мало особенно в схемах с общей базой и общим эмиттером, а выходные сопротивления относительно велики, что вызывает известные затруднения при согласовании отдельных каскадов.

§ 4.5. ЭКВИВАЛЕНТНЫЕ СХЕМЫ ТРАНЗИСТОРОВ

При анализе транзисторных схем удобно отвлечься от постоянных составляющих токов и напряжений, которые в усилительной схеме выполняют вспомогательную роль, и представить транзистор в виде некоторой эквивалентной схемы, обладающей для переменных токов и напряжений теми же свойствами, т. е. таким же входным и выходным сопротивлением, коэффициентом передачи напряжения и тока с входа на выход и с выхода на вход. Усилительные свойства транзистора в эквивалентной схеме учитывают с помощью генератора тока или напряжения, включенного в выходную цепь, величина сигнала которого зависит от входного тока транзистора.

Элементы, образующие эквивалентную схему, можно рассматривать как параметры транзистора.

Из-за нелинейности характеристик транзистора все элементы эквивалентных схем оказываются зависимыми от режима, определяемого положением рабочей точки на этих характеристиках.

Измеряют параметры транзистора с помощью малых сигналов, поэтому отдельные участки криволинейных характеристик с большой точностью можно принять за отрезки прямых линий.

На рис. 4.16 показана эквивалентная схема транзистора, соответствующая его физическим параметрам. Каждому элементу эквивалентной схемы можно придать определенный физический смысл: $r_э$ — диф-

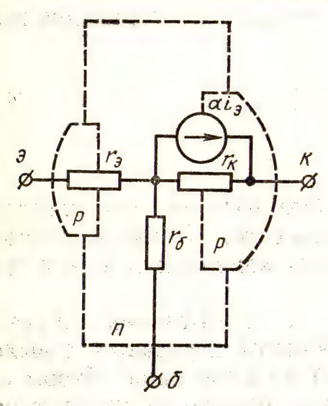


Рис. 4.16. Физическая эквивалентная схема транзистора

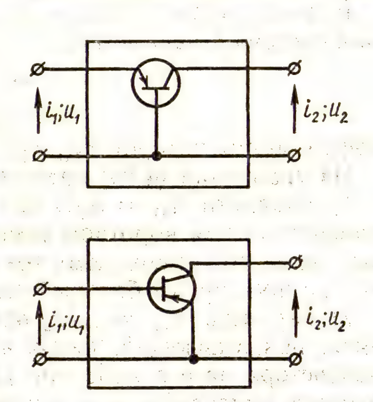


Рис. 4.17. Представление транзисторов в виде четырехполюсников

ференциальное (динамическое) сопротивление эмиттерного перехода, включенного в прямом направлении. Это сопротивление, как и динамическое сопротивление полупроводникового диода, включенного в прямом направлении, в зависимости от режима имеет значения от единиц до десятков ом; $r_б$ — сопротивление базы для переменного тока примерно равно сопротивлению базы для постоянного тока $r'_б$ и составляет несколько сотен ом; $r_к$ — дифференциальное (динамическое) сопротивление коллекторного перехода, смещенного в обратном направлении, оно составляет сотни тысяч ом.

Дифференциальное сопротивление коллекторного перехода

$$r_к = dU_к/dI_к = \Delta U_к/\Delta I_к \text{ при } I_э = \text{const}.$$

определяется приращением тока коллектора, вызванного изменением коллекторного напряжения при постоянном токе эмиттера. Как уже отмечалось, это приращение возникает в основном из-за меняющейся ширины базы.

Генератор тока $\alpha i_э$ в выходной цепи характеризует усилительные свойства транзистора.

Достоинство физических параметров заключается в том, что они не зависят от способа включения транзистора в схему.

Недостаток физических параметров заключается в том, что некоторые из них невозможно непосредственно измерить.

Поэтому на практике часто пользуются вторичными параметрами транзистора, характеризующими его как активный линейный четырехполюсник (рис. 4.17). Активность транзистора проявляется в его усилительных свойствах, линейностью он обладает только при воздействии малых сигналов.

Линейный четырехполюсник характеризуется двумя уравнениями, взаимно связывающими токи и напряжения на входе и выходе. Можно составить шесть пар таких уравнений, определяющих шесть различных систем параметров.

В транзисторной технике наиболее широкое распространение получила система h-параметров:

$$\left.\begin{aligned} u_1 &= h_{11}\, i_1 + h_{12}\, u_2; \\ i_2 &= h_{21}\, i_1 + h_{22}\, u_2, \end{aligned}\right\} \qquad (4.24)$$

коэффициенты которой h_{11}, h_{12}, h_{21}, h_{22}.

Из уравнений (4.24) находим:

1) параметр $h_{11} = u_1/i_1$ при $u_2 = 0$. Это входное сопротивление транзистора при коротком замыкании на выходе. Чтобы осуществить замыкание по переменному току, обычно при измерениях выход транзистора шунтируют большой емкостью;

2) параметр $h_{12} = u_1/u_2$ при $i_1 = 0$. Это коэффициент обратной связи, показывающий, какая часть напряжения передается с выхода транзистора на его вход при разомкнутой входной цепи. Чтобы осуществить холостой ход по переменному току, обычно во входную цепь транзистора включают большую индуктивность;

3) параметр $h_{21} = i_2/i_1$ при $u_2 = 0$. Это коэффициент передачи (усиления) транзистора по току, измеренный при коротком замыкании на выходе. Для схемы транзистора с ОБ этот параметр численно равен α, а для схемы с ОЭ — β;

4) параметр $h_{22} = i_2/u_2$ при $i_1 = 0$. Это выходная проводимость транзистора при разомкнутой входной цепи.

Однотипные внешние параметры получаются различными для различных схем включения транзистора, поэтому их снабжают дополнительным индексом, например, $h_{11б}$, $h_{12б}$ и т. д. для схемы с ОБ и $h_{11э}$, $h_{12э}$ и т. д. для схемы с ОЭ.

Между h-параметрами и физическими параметрами транзистора существует следующая связь:

$$\left.\begin{aligned} r_э &= h_{11б} - \frac{h_{12б}(1 + h_{21б})}{h_{22б}} = \frac{h_{12э}}{h_{22э}}; \\ r_б &= \frac{h_{12б}}{h_{22б}} = h_{11э} - \frac{h_{12э}(1 + h_{21э})}{h_{22э}}; \\ r_к &= \frac{1 - h_{21б}}{h_{22б}} = \frac{1 + h_{21э}}{h_{22э}}; \\ \alpha &= -h_{21б} = \frac{h_{21э}}{1 + h_{21э}}. \end{aligned}\right\} \qquad (4.25)$$

Формулы (4.25) позволяют выразить h-параметры одной схемы включения транзистора через h-параметры другой схемы.

Параметры h можно определить и по статическим характеристикам транзистора. Выражая значения токов и напряжений через конечные приращения (рис. 4.18), для схемы транзистора с ОБ получим

$$h_{11б} = \Delta U_э / \Delta I_э \text{ при } u_к = 0; \quad U'_к = \text{const}.$$

Приращения $\Delta U_э$ и $\Delta I_э$ определяются по треугольнику abc (рис. 4.18, a), построенному на входной характеристике, снятой при

$$U_к = U'_к = \text{const};$$

$$h_{12б} = \Delta U_э / \Delta U_к \text{ при } \Delta I_э = 0;$$

$$I'_э = \text{const}.$$

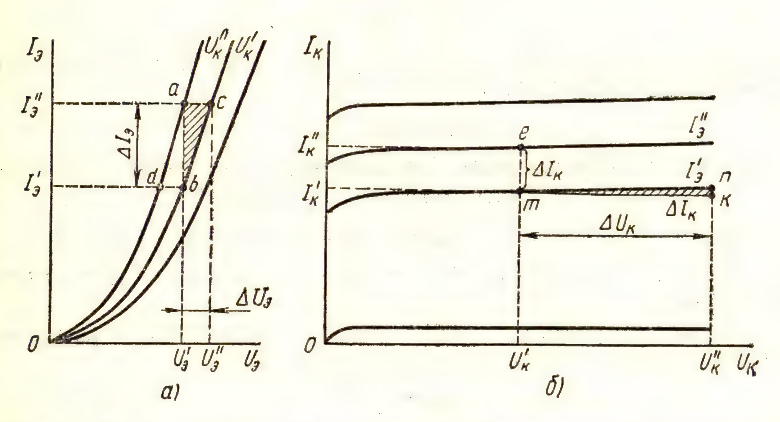


Рис. 4.18. Определение h-параметров по статическим характеристикам

Приращение $\Delta U_к$ определяется по прямой bd (рис. 4.18, a), где $\Delta U_к = U''_к - U'_к$;

$$h_{21б} = \Delta I_к / \Delta I_э \text{ при } \Delta U_к = 0.$$

Приращение $\Delta I_к$ определяется из рис. 4.18, $б$, где $\Delta I_к = I''_к - I'_к$;

$$h_{22б} = \Delta I_к / \Delta U_к \text{ при } \Delta I_э = 0;$$

$$I'_э = \text{const}.$$

Приращения $\Delta I_к$ и $\Delta U_к$ находятся из треугольника mnk (рис. 4.18, $б$).

С помощью формул (4.25) нетрудно рассчитать значения физических параметров транзистора. Используя одну из возможных схем замещения четырехполюсника, можно составить эквивалентную схему транзистора из элементов, соответствующих непосредственно h-параметрам.

Для анализа работы высокочастотного транзистора удобно пользоваться системой проводимостей.

Если же принять, что сопротивление источника сигнала на входе и выходное сопротивление близки к нулю, т. е. осуществить короткое

замыкание, то можно составить новую систему уравнения, где за независимые переменные берутся токи i_1 и i_2, а напряжения u_1 и u_2 являются зависимыми.

В этом случае получим следующие уравнения четырехполюсника:

$$i_1 = u_1 y_{11} + u_2 y_{12};$$

$$i_2 = u_1 y_{21} + u_2 y_{22}.$$

Преобразуем их для схемы транзистора с ОБ, где

$$u_1 = u_э; \quad u_2 = u_к; \quad i_1 = i_э;$$

$$i_2 = i_к; \quad i_э = u_э y_{11} + u_к y_{12};$$

$$i_к = u_э y_{21} + u_к y_{22},$$

y_{11} — входная проводимость транзистора в режиме короткого замыкания выходной цепи, т. е. при $u_к = 0$

$$y_{11} = i_э/u_э.$$

y_{12} — обратная проводимость (проводимость обратной связи) транзистора в режиме короткого замыкания входной цепи, т. е. при $u_э = 0$; $y_{12} = \frac{i_э}{u_к}$. Через эту проводимость возникает паразитная обратная связь в транзисторе. Чем меньше y_{12}, тем меньше паразитная обратная связь.

y_{21} — прямая проходная проводимость транзистора в режиме короткого замыкания выходной цепи, т. е. при $u_к = 0$

$$y_{21} = i_к/u_э$$

показывает, насколько изменился ток коллектора при изменении напряжения на эмиттерном переходе в режиме короткого замыкания выходной цепи.

y_{22} — выходная проводимость транзистора в режиме короткого замыкания входной цепи, т. е. при $u_э = 0$

$$y_{22} = \frac{u_к}{i_к}.$$

Недостатком системы y-параметров является то, что приходится создавать режим короткого замыкания на входе, что далеко от реальных условий работы транзистора.

§ 4.6. ЧАСТОТНЫЕ СВОЙСТВА ТРАНЗИСТОРА

С увеличением частоты усилительные свойства транзистора ухудшаются. Это происходит в основном по двум причинам.

Первая причина заключается в инерционности диффузионного процесса, обусловливающего движение дырок через базу к коллектору.

Для направленного переноса частиц необходимо, чтобы их концентрация убывала в направлении переноса. Дырочный ток возле эмиттерного и коллекторного переходов пропорционален градиенту концентрации дырок в этих сечениях, т. е. пропорционален углу наклона касательной, проведенной к кривой распределения концентра-

ции в соответствующих точках. На рис. 4.19, *б* штриховыми линиями показаны распределения концентраций дырок в установившемся режиме для трех различных значений тока эмиттера: $I_{э1}$, $I_{э2}$, $I_{э3}$. Пренебрегая электронной и рекомбинационной составляющими тока эмиттера и неуправляемым током коллектора, можно утверждать, что в установившемся режиме $I_э = I_к$, что является следствием линейного распределения концентрации дырок в базе, при котором градиенты концентрации возле эмиттерного и коллекторного переходов одинаковы. Токам эмиттера $I_{э1}$, $I_{э2}$, $I_{э3}$ в установившихся режимах

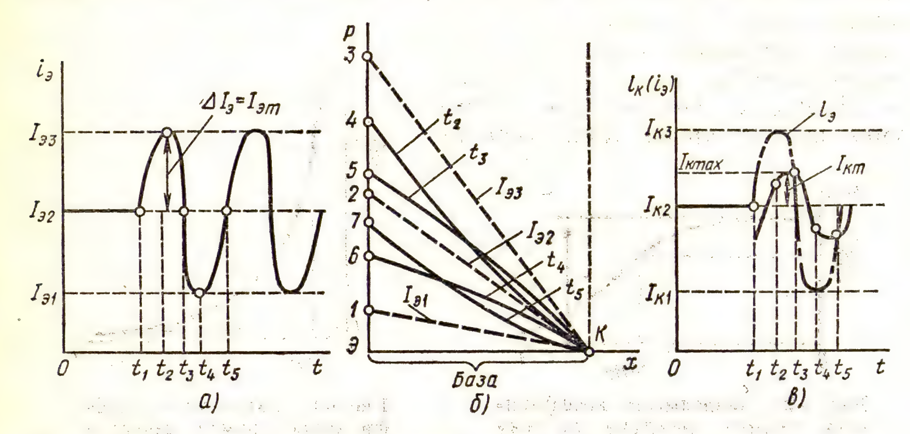


Рис. 4.19. Распределение концентрации дырок в базе при медленных и быстрых изменениях тока эмиттера:

а — диаграмма тока эмиттера; *б* — распределение концентрации дырок в базе для различных моментов времени; *в* — диаграмма тока коллектора

будут соответствовать токи коллектора $I_{к1} = I_{э1}$, $I_{к2} = I_{э2}$, $I_{к3} = I_{э3}$. Пусть в исходном состоянии транзистора $I_{э2} = I_{к2}$. Быстрое изменение тока эмиттера на $\Delta I_э = I_{эm} = I_{э3} - I_{э2}$ за $\Delta t = t_2 - t_1$ (рис. 4.19, *а*) приведут к тому, что градиент концентрации дырок возле эмиттерного перехода увеличится и будет соответствовать току $I_{э3}$ (в точке *4* в момент t_2 градиент концентрации дырок равен градиенту в точке *3*, рис. 4.19, *б*), а градиент концентрации дырок возле коллекторного перехода увеличится на меньшую величину, так как за относительно короткий промежуток времени Δt база не успеет заполниться необходимым количеством дырок и в ней установится нелинейное распределение концентрации, показанное линией, исходящей из точки *4*.

Последующее быстрое уменьшение тока эмиттера на $\Delta I_э = I_{э3} - I_{э2}$ за $\Delta t = t_3 - t_2$ приведет к тому, что градиент концентрации дырок возле эмиттерного перехода будет соответствовать $I_{э2}$ (в точках *5* и *2* на рис. 4.19, *б* градиент одинаков), а градиент концентрации дырок возле коллекторного перехода будет бо́льшим, чем необходимо для $I_{к2}$, так как база за Δt не успеет полностью освободиться от лишнего количества дырок и в ней не успеет установиться линейное распределение концентрации, показанное штриховой линией, исходящей из точки *2*. В промежутке времени между t_2 и t_3, когда ток эмиттера уже убывает,

градиент концентрации дырок возле коллекторного перехода достигает максимума, но он будет меньше того, который мог бы быть в установившемся режиме при $I_{э3}$. Следовательно, $I_{к\,max} < I_{к3}$, откуда $I_{кm} < I_{эm}$.

На рис. 4.19, *б* показаны распределения концентраций дырок в базе для моментов времени t_4 и t_5 (кривые, проходящие через точки *6* и *7*). Рассуждая аналогично, можно построить отрицательный полупериод переменной составляющей тока коллектора.

Из сказанного следует, что на высокой частоте амплитуда становится меньше возможной амплитуды коллекторного тока на более низкой частоте, которая при относительно медленных изменениях примерно равна $I_{эm}$, т. е. $h_{21б} = I_{кm}/I_{эm} = \Delta I_к/\Delta I_э$ с увеличением частоты уменьшается. Кроме того, переменные составляющие токов коллектора и эмиттера оказываются сдвинутыми по фазе на некоторый угол ($i_к$ отстает от $i_э$). Данные утверждения становятся очевидными, если диаграмму тока эмиттера совместить с диаграммой тока коллектора (на рис. 4.19, *в* ток эмиттера показан штрихпунктирной линией).

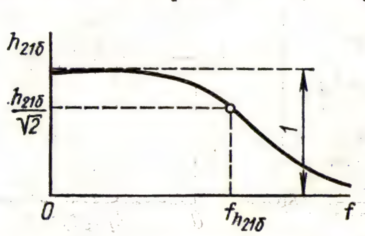


Рис. 4.20. Зависимость коэффициента прямой передачи по току транзистора, включенного по схеме с ОБ от частоты

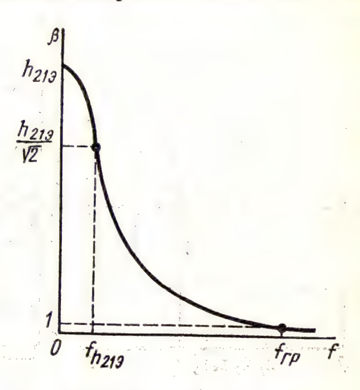


Рис. 4.21. Зависимость коэффициента прямой передачи по току транзистора, включенного по схеме с ОЭ от частоты

На рис. 4.20 отражена зависимость коэффициента прямой передачи по току транзистора, включенного по схеме с ОБ, от частоты.

Та частота, на которой модуль коэффициента передачи тока падает на 3 дБ по сравнению с его низкочастотным значением, называется предельной частотой коэффициента передачи тока транзистора:

$$f_{h21б} \approx \frac{1,2D_p}{\pi d_б^2}. \qquad (4.26)$$

Пусть $h_{21б} = 0,99$, тогда $h_{21э} = 100$. На предельной частоте $h_{21б} = 0,99/\sqrt{2} = 0,7$, на этой же частоте $h_{21э} = 0,7/(1—0,7) \approx 2,3$, что соответствует уменьшению $h_{21э}$ в 100/2, 3 $\approx$ 43 раза.

Из этого примера видно, что частотные свойства транзистора в схеме с ОЭ хуже. Предельная частота в схеме с ОЭ примерно в $h_{21э}$ раз ниже, чем в схеме с ОБ.

При расчете схем часто используется в качестве параметра граничная частота $f_{гр}$, на которой модуль коэффициента прямой передачи по току транзистора с ОЭ становится равным единице (рис. 4.21).

Второй причиной, ухудшающей усилительные свойства транзистора с увеличением частоты, является емкость коллекторного перехода $C_к \approx C_{зар}$.

На рис. 4.22 показана простейшая эквивалентная схема усилительного каскада на транзисторе с ОБ для высоких частот. На этой схеме видно, что емкость $C_к$ шунтирует сопротивление $r_б + R_н$ (сопротивлениями $r_к$ и $R_г$ можно пренебречь, так как они велики по сравнению с $R_н$ и $R_б$). Условно можно считать, что шунтирующее действие емкости оказывается заметным, когда ее сопротивление становится меньше шунтируемого, т. е. $1/\omega C_к \leqslant r_б + R_н$.

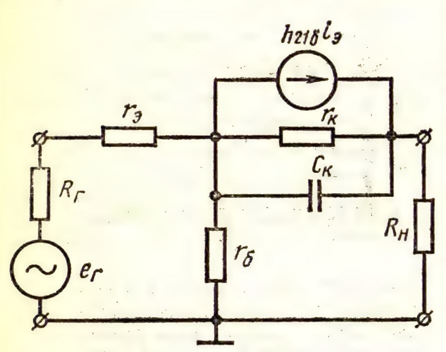


Рис. 4.22. Эквивалентная схема усилительного каскада на транзисторе с ОБ для высоких частот

Если принять $R_н = 0$, то частотные свойства коллекторной цепи непосредственно самого транзистора могут быть оценены с помощью равенства

$$\omega_к = 1/r_б C_к \text{ или } r_б C_к = 1/\omega_к. \quad (4.27)$$

где $\omega_к$ — круговая частота, начиная с которой следует учитывать шунтирующее действие $C_к$; $r_б C_к$ — параметр транзистора, называемый постоянной времени цепи обратной связи на высокой частоте.

Чем меньше $r_б C_к$, тем больше $\omega_к = 2\pi f_к$, т. е. тем выше граничная частота коллекторной цепи.

У транзисторов с относительно широкой базой частотные свойства определяются в основном инерционностью диффузионного процесса, т. е. параметром f_{h21}. При уменьшении толщины базы частотные свойства транзистора улучшаются. Однако эта мера эффективна лишь до определенного предела, так как с уменьшением $d_б$ увеличивается сопротивление $r_б$, что в свою очередь ведет к ухудшению частотных свойств транзистора [см. формулу (4.27)]. Поэтому частотные свойства таких транзисторов определяются не граничной частотой, а постоянной времени коллекторной цепи $r_б C_к$.

Следует заметить, что на этих частотах транзистор еще может усиливать и генерировать электрические колебания. Но существует некоторая максимальная частота (или частота генерации), на которой коэффициент усиления транзистора по мощности становится равным единице $K_p = 1$. На частотах, бо́льших f_{max}, транзистор окончательно теряет свое усилительное свойство.

Эта частота для всех схем включения транзистора одинакова и определяется как

$$f_{max} = \sqrt{\frac{h_{21б} f_{h21}}{30 r_б C_к}}. \quad (4.28)$$

Максимальной частотой генерации называется наибольшая частота, при которой транзистор способен генерировать в схеме автогенератора.

§ 4.7. ИМПУЛЬСНЫЕ СВОЙСТВА ТРАНЗИСТОРОВ

При работе транзистора в импульсных схемах различают режимы малого и большого сигнала. В импульсном режиме малого сигнала транзистор работает в линейной области характеристик. При большом сигнале транзисторы работают в режиме переключения (в режиме ключа),

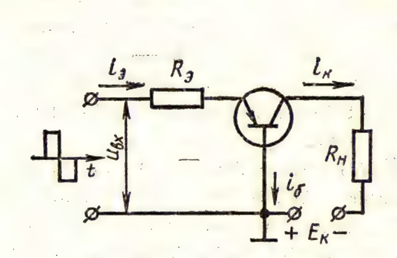


Рис. 4.23. Схема ключа на транзисторе с ОБ

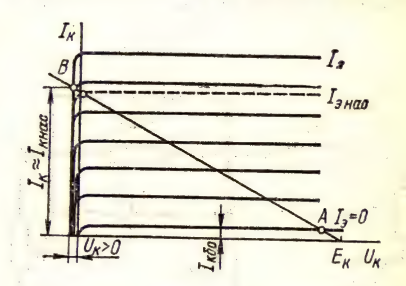


Рис. 4.24. Нагрузочная коллекторная характеристика транзисторного ключа (положение рабочей точки при переключении транзистора)

поскольку их назначение заключается в замыкании и размыкании цепи нагрузки при поступлении во входную цепь управляющих сигналов. В ключевом режиме всегда имеется переход из области отсечки в область насыщения.

На рис. 4.23 приведена схема простейшего ключа с транзистором в схеме с ОБ, а на рис. 4.24 показаны положения точек на семействе коллекторных характеристик, соответствующих ключевому режиму: точка A — ключ разомкнут и точка B — ключ замкнут. В точке B транзистор попадает в режим насыщения, при этом через нагрузку, включенную в коллекторную цепь, протекает максимально возможный ток $I_к \approx I_{к.нас} = E/R_н$.

В точке A транзистор попадает в режим отсечки, при этом через нагрузку протекает лишь неуправляемый ток коллектора, который мал и в дальнейших рассуждениях будет считаться равным нулю: $I_{кбо} = 0$.

Качество ключа прежде всего определяется скоростью переключения, т. е. временем его перехода из одного состояния в другое. Скорость перехода транзистора из режима отсечки в режим насыщения и обратно зависит от переходных процессов в базе, связанных с накоплением и рассасыванием неравновесных зарядов, т. е. зарядом и разрядом диффузионной емкости эмиттерного перехода.

На рис. 4.25 представлены временны́е диаграммы, иллюстрирующие переходные процессы в цепях транзистора, работающего в режиме ключа.

На вход транзистора подается управляющий сигнал в виде скачков напряжения, производящих замыкание и размыкание транзисторного ключа (как будет показано ниже, размыкание лучше производить подачей небольшого запирающего напряжения на эмиттер).

В промежутке времени от 0 до t_1 транзистор закрыт, ток коллектора практически равен нулю, ключ разомкнут. В момент времени t_1 подается отпирающее напряжение и в цепи эмиттера появится ток. Ток $I_э - I_{э.нас} = I_{э.изб}$ называют *избыточным током*.

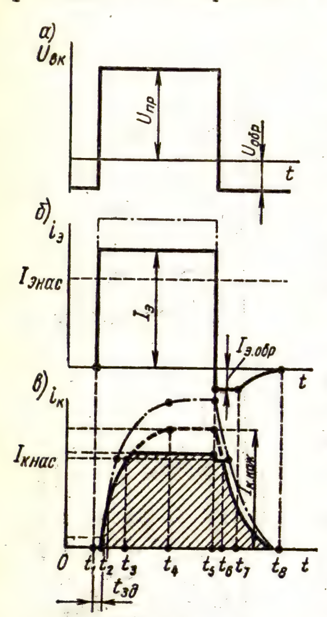


Рис. 4.25. Временные диаграммы работы транзистора в режиме ключа:

а — входное напряжение; *б* — ток эмиттера; *в* — ток коллектора

После возникновения тока эмиттера ток в коллекторной цепи появляется не сразу, а по истечении некоторого времени, называемого временем задержки ($t_{зд}$). *Время задержки представляет собой интервал времени между моментом нарастания фронта входного импульса до значения, соответствующего 10% его амплитуды, и моментом нарастания фронта выходного импульса до значения, соответствующего 10% его амплитуды.* Это время диффузионного перемещения через базу инжектированных в нее носителей. Следует заметить, что $t_{зд}$ относительно мало и во многих случаях приближенных расчетов им пренебрегают.

Ток коллектора достигает значения насыщения не сразу, а лишь по мере накопления базой достаточного количества неравновесных носителей (дырок), при котором в сечениях базы устанавливается требуемая величина градиента их концентрации. При этом ток коллектора возрастает примерно по экспоненте, стремящейся к уровню кажущегося тока коллектора $I_{к.каж} = \alpha_и I_э$ ($I_{к.каж}$ — это ток коллекторной цепи, соответствующий $I_э > I_{э.нас}$ при отсутствии насыщения). Когда коллекторный ток устанавливается на уровне $I_к \approx I_{к.нас}$, переходный процесс в коллекторной цепи заканчивается. Это происходит в момент времени t_3. Разность $t_3 - t_2 = t_{нр}$ называется *временем нарастания* и представляет собой интервал времени между моментами нарастания фронта выходного импульса от значения, соответствующего 10% его амплитуды, до значения, соответствующего 90% его амплитуды.

Интервал времени, являющийся суммой времени задержки и времени нарастания, называется временем включения $t_{вкл}$.

На рис. 4.26 показаны диаграммы распределения концентрации дырок в базе. Для моментов времени t_1, t_2 и t_3 соответствуют кривые *1*, *2* и *3*.

После достижения коллекторным током значения $I_{к.нас}$ переходный процесс в базе транзистора еще не заканчивается, так как концентрация дырок при наличии избыточного тока эмиттера продолжает некоторое время увеличиваться. Этому способствует появляющееся в режиме насыщения прямое напряжение на коллекторном переходе ($U_к > 0$), которое препятствует свободному прохождению дырок в коллектор и тем самым вызывает повышение их концентрации. В момент времени t_4 все переходные процессы в транзисторе прекращаются, и в базе устанавливается распределение концентрации дырок соответственно линии *4* на рис. 4.26, *а*. Из этого рисунка видно, что в режиме насыщения база транзистора накапливает избыточный заряд, прямо пропорциональный емкости (заштрихованный участок).

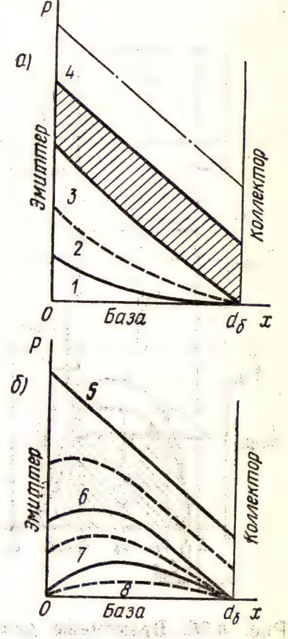


Рис. 4.26. Диаграммы распределения концентрации дырок в базе транзистора при переключении

Промежуток времени $t_4 - t_1 = t_у$ называется *временем установления. Он соответствует времени заряда диффузионной емкости эмиттерного перехода.*

В установившемся режиме избыточный ток эмиттера целиком замыкается через цепь базы $I_б = I_{бн} + I_{э.изб}$, это происходит из-за усиленной рекомбинации дырок, которые в режиме насыщения не могут свободно попадать в коллектор.

Если увеличить ток эмиттера, это вызовет увеличение избыточного заряда, накопленного базой (штрихпунктирная линия, рис. 4.26, *а*), ток же коллектора останется практически неизменным и равным $I_{к.нас}$. После подачи на вход транзистора запирающего напряжения, ток в цепи коллектора в течение некоторого промежутка времени $t_{рас} = t_6 - t_5$, называемого временем рассасывания, остается неизменным и равным $I_{к.нас}$. Время рассасывания $t_{рас}$ — интервал времени между моментом подачи на базу запирающего импульса и моментом, когда напряжение на коллекторе транзистора достигает заданного уровня. Коллекторную цепь в течение этого промежутка времени продолжает питать избыточный заряд, накопленный в базе.

Обратное напряжение, приложенное к эмиттеру, ставит эмиттерный переход в условия, аналогичные с коллекторным переходом, поэтому в начальный момент в цепи эмиттера возникает значительный обратный ток $I_{э.обр} \approx U_{обр}/R_э$. Этот ток может сохранять неизменным свое значение до момента t_7.

На рис. 4.26, *б* показаны диаграммы распределения концентрации дырок в базе для моментов времени t_5, t_6, t_7 (кривые *5*, *6* и *7*; промежуточные кривые показаны штриховыми линиями). После момента времени t_5 ток коллектора скачкообразно уменьшится на небольшую

величину, а после момента времени t_6 в коллекторной цепи и после t_7 в цепи эмиттера токи начинают убывать (примерно по экспоненте), что соответствует рассасыванию оставшегося в базе заряда. В момент времени t_8 переходный процесс в транзисторе заканчивается. Разность $t_8 - t_6 = t_{сп}$ — *называется временем спада импульса коллекторного тока.*

Интервал времени между моментом подачи на эмиттер запирающего импульса и моментом, когда напряжение на коллекторе транзистора достигает значения, соответствующего 10% его амплитудного значения, называется *временем выключения* $t_{выкл}$.

Рис. 4.27. Схема ключа на транзисторе, включенном по схеме с ОЭ

Обратный ток эмиттера способствует рассасыванию заряда в базе и тем самым уменьшает время рассасывания транзистора и время спада импульса коллекторного тока.

При увеличении глубины насыщения времена нарастания и спада импульса сокращаются, но увеличивается время рассасывания (см. рис. 4.25. Импульс коллекторного тока показан штрихпунктирной линией).

При малом сигнале ($I_э \leqslant I_{э.нас}$) транзистор находится в усилительном импульсном режиме. Амплитуда импульса коллекторного тока зависит от амплитуды тока эмиттера. Отсутствуют накопление базой избыточного заряда и время рассасывания. Времена нарастания и спада импульса коллекторного тока определяются накоплением и рассасыванием неравновесного заряда в базе, т. е. зарядом и разрядом диффузионной емкости эмиттера.

Следует заметить, что на переходные процессы в коллекторной цепи влияет также $C_к$ (заряд и разряд этой емкости при переходе транзистора из одного состояния в другое вызывает увеличение $t_{нр}$ и $t_{сп}$).

На практике часто используют ключевую схему на транзисторе с ОЭ (рис. 4.27). Работа этой схемы во многом подобна схеме с ОБ, но имеются и некоторые различия: при той же форме коллекторного тока $t_{нр}$, $t_{рас}$ и $t_{сп}$ несколько увеличиваются.

Кроме параметров, характеризующих инерционность транзистора, для расчета ключевых схем часто используют и некоторые другие параметры. Например, напряжение $U_{кэ.нас}$ — напряжение между выводами коллектора и эмиттера транзистора в режиме насыщения при заданных токах коллектора и базы.

Напряжение насыщения база — эмиттер $U_{бэ.нас}$ — напряжение между выводами базы и эмиттера транзистора в режиме насыщения при заданных токах базы и коллектора.

Эти напряжения измеряются при определенной глубине насыщения, характеризующейся коэффициентом насыщения $K_{нас}$ — отношением тока базы в режиме насыщения к току базы на границе насыщения.

§ 4.8. ПАРАМЕТРЫ ПРЕДЕЛЬНЫХ РЕЖИМОВ РАБОТЫ ТРАНЗИСТОРА И ВЛИЯНИЕ ТЕМПЕРАТУРЫ НА ЕГО ПАРАМЕТРЫ

Транзистор, так же как и любой электронный прибор, характеризуется предельными режимами, превышение которых, как правило, приводит к нарушению нормальной работы прибора и выходу его из строя.

Максимально допустимыми параметрами называются значения режимов транзисторов, которые не допускается превышать ни при каких условиях эксплуатации и при которых еще обеспечивается заданная надежность.

Параметрами предельных токов являются:

$I_{\text{к max}}$ — максимально допустимый постоянный ток коллектора;
$I_{\text{э max}}$ — максимально допустимый постоянный ток эмиттера;
$I_{\text{б max}}$ — максимально допустимый постоянный ток базы.

Максимально допустимые импульсные режимы приводятся для заданной скважности и длительности импульсов:

$I_{\text{ки max}}$ — максимально допустимый импульсный ток коллектора;
$I_{\text{эи max}}$ — максимально допустимый импульсный ток эмиттера;
$I_{\text{к.нас max}}$ — максимально допустимый ток коллектора в режиме насыщения;
$I_{\text{б.нас max}}$ — максимально допустимый постоянный ток базы в режиме насыщения.

К параметрам предельных напряжений относятся следующие:

$U_{\text{эб max}}$ — максимально допустимое постоянное напряжение эмиттер — база;
$U_{\text{кб max}}$ — максимально допустимое постоянное напряжение коллектор — база;
$U_{\text{кэ max}}$ — максимально допустимое постоянное напряжение коллектор — эмиттер;
$U_{\text{кэи max}}$ — максимально допустимое импульсное напряжение коллектор — эмиттер;
$U_{\text{кби max}}$ — максимально допустимое импульсное напряжение коллектор — база.

Важным параметром предельных режимов является предельная мощность:

$P_{\text{к max}}$ — максимально допустимая постоянная рассеиваемая мощность коллектора;
$P_{\text{к.ср max}}$ — максимально допустимая импульсная рассеиваемая мощность коллектора;
$P_{\text{и max}}$ — максимально допустимая импульсная рассеиваемая мощность.

Предельные режимы транзисторов определяются теми же факторами, что и предельные режимы диодов (см. § 3.3). Максимально допустимые напряжения ограничиваются пробивными напряжениями соответствующих переходов, максимально допустимые мощность и ток ограничиваются максимальной температурой перехода и тепловым пробоем. На рис. 4.28, *а* приведено семейство вольт-амперных характеристик с нанесенными на них максимально допустимыми режимами.

Внутри очерченной границы располагается область гарантированной надежной работы транзистора.

Диапазон рабочих температур транзисторов так же, как и диодов, определяется температурными свойствами *p-n*-переходов. Температура *p-n*-переходов в свою очередь зависит от температуры окружающей среды и от той электрической мощности, которая рассеивается в переходе в виде тепла.

Для определения влияния рассеиваемой в транзисторе мощности на температуру кристалла введены следующие тепловые параметры

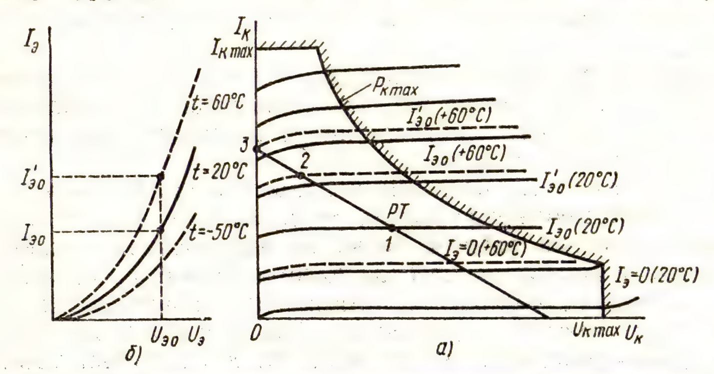


Рис. 4.28. Иллюстрация предельно допустимых режимов транзистора (*а*), смещение входных вольт-амперных характеристик транзистора, включенного по схеме с ОБ при изменении температуры (*б*)

транзистора, характеризующие его устойчивость при работе в широком диапазоне температур:

1) максимальная температура работы транзистора $t_{к\,max}$, которая зависит от максимальной температуры коллекторного перехода, в котором происходит выделение большей части рассеиваемой электрической мощности;

2) максимальная температура окружающей среды $t_{о\,max}$, величина которой устанавливается на основе расчетов и обработки результатов длительных испытаний приборов при различных рабочих температурах и электрических нагрузках;

3) тепловое сопротивление переход — корпус $R_{пк}$, которое показывает, на сколько градусов повысится температура перехода относительно корпуса при рассеивании на переходе заданной мощности:

$$R_{пк} = \frac{t_п - t_к}{P}, \qquad (4.29)$$

где $t_п$ — температура перехода; $t_к$ — температура корпуса.

Тепловое сопротивление переход — корпус приводится в справочниках для транзисторов средней и большой мощности, используемых с внешними теплоотводами.

Для транзисторов малой и средней мощности (а также транзисторов большой мощности без теплоотводов) приводится обычно тепловое сопротивление переход — окружающая среда $R_{по}$.

В этом случае температура перехода определяется по формуле

$$t_п = t_о + PR_{по}, \qquad (4.30)$$

где $t_о$ — температура окружающей среды.

Формулы (4.29) и (4.30) пригодны лишь для расчета средней температуры перехода. При работе транзисторов и диодов в режиме мощных импульсных нагрузок мгновенная температура перехода может значительно превышать среднее значение. Поэтому при мощных или длительных импульсах необходимо устанавливать такой режим работы, при котором мгновенное значение температуры не превышало бы допустимого.

С изменением температуры изменяются все параметры транзистора. Но особенно сильно изменяется неуправляемый ток коллекторного перехода $I_{кбо}$, величина которого, как и обратного тока диода, определяется формулой (3.1).

Изменение тока $I_{кбо}$ приводит к смещению коллекторных характеристик в область больших токов $I_к = h_{21б}\alpha_и I_э + I_{кбо}$, что вызывает смещение положения рабочей точки на нагрузочной коллекторной характеристике при $I_{эо}$ = const (из точки *1* в точку *2* рис. 4.28, *а*).

При увеличении температуры сдвигаются в область больших токов входные характеристики транзистора (аналогично характеристикам диода в прямом включении на рис.4.28, *б*). Это вызывает увеличение постоянной составляющей тока эмиттера при $U_{эо}$ = const, что приводит к дополнительному смещению рабочей точки на нагрузочной коллекторной характеристике (из точки *2* в точку *3* на рис. 4.28, *а*).

В отдельных случаях такое смещение рабочей точки может полностью нарушить нормальную работу схемы. Поэтому в схемах, предназначенных для работы в заданном интервале температур, необходимо учитывать возможные смещения положения рабочей точки на нагрузочной коллекторной характеристике и принимать специальные меры по стабилизации ее положения.

С увеличением температуры увеличивается время жизни носителей, поэтому $h_{21б}$ становится несколько больше. Незначительное увеличение $h_{21б}$ приводит к существенному изменению $h_{21э}$ (в некоторых типах транзисторов в интервале рабочих температур $h_{21э}$ изменяется в 3—4 раза).

Дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода с увеличением температуры изменяется как динамическое сопротивление диода, включенного в прямом направлении.

Сопротивление базы $r_б$ изменяется с температурой, как и сопротивление базы для постоянного тока $r'_б$. С увеличением температуры это сопротивление увеличивается, так как в интервале рабочих температур удельная проводимость примесного полупроводника уменьшается (см. рис. 1.9).

Дифференциальное сопротивление коллекторного перехода германиевых транзисторов в интервале температур от —60 до +20° С монотонно возрастает в связи с увеличением времени жизни носителей и уменьшением рекомбинационной составляющей тока базы. Однако при высоких температурах (выше ±50° С) начинается снижение со-

противления $r_к$ за счет утечек и ударной ионизации в коллекторном переходе. Так, например, у некоторых типов германиевых транзисторов при возрастании температуры с +50 до +80° С $r_к$ снижается в пять раз.

Максимально допустимая мощность рассеяния на коллекторном переходе с увеличением температуры определяется по формуле (3.6).

§ 4.9. ОСНОВНЫЕ ТИПЫ ТРАНЗИСТОРОВ

В настоящее время выпускают только плоскостные транзисторы. Конструкция и технология современных транзисторов настолько разнообразны, что провести четкое разграничение их по технологическим и конструктивным признакам очень трудно. При изготовлении одного типа транзисторов часто используют самые различные технологические операции.

Методом сплавления изготовляют транзисторы с допустимой мощностью рассеивания от 0,01 до 30 Вт и граничной частотой до 30 МГц.

Контакт к базовой области выполняется в виде кольца, окружающего эмиттерный переход. Материалом для базового контакта служит олово или золото с небольшим количеством донорной или акцепторной примеси в зависимости от типа электропроводности материала базы. Кристалл с вплавленными в него электродами затем крепится на ножке транзистора.

Как правило, с корпусом соединяется коллекторный электрод, так как хороший их контакт улучшает теплоотвод от коллектора и снижает тепловое сопротивление транзистора.

При изготовлении эмиттерного и коллекторного электродов трудно получить ровный фронт вплавления, поэтому базу транзистора приходится делать сравнительно толстой (50—60 мкм). При увеличении площади переходов (для мощных транзисторов) неравномерность вплавления возрастает и базу приходится делать еще толще, что ухудшает частотные свойства транзистора.

Биполярные транзисторы, в которых перенос неосновных носителей заряда через базовую область осуществляется в основном посредством диффузии, называют бездрейфовыми.

При получении *p*- *n*-переходов методом диффузии примесь в соответствующих областях транзистора распределяется неравномерно. Неравномерное распределение примесей в базе создает электрическое поле, которое ускоряет движение носителей от эмиттера к коллектору, и наряду с диффузионным током в базе появляется дрейфовый ток, обусловленный наличием поля. Поэтому *транзисторы, получаемые методом диффузии, называют дрейфовыми.*

На рис. 4.29 приведено распределение концентрации примеси в кристалле транзистора, полученного методом двойной диффузии. Для изготовления такого транзистора пластинку кремния, легированную донорной примесью, помещают в диффузионную печь вместе с некоторым количеством донорной и акцепторной примесей. При повышенной температуре примесь диффундирует в глубь полупроводника, причем, чем выше температура и время диффузии, тем на бóльшую глубину

проникают атомы примеси. При таком методе легирования концентрация примесей максимальная у самой поверхности полупроводника и постепенно убывает по мере углубления (см. рис. 4.29).

Атомы донорных и акцепторных примесей имеют свойство, которое широко используется для получения дрейфовых транзисторов методом двойной диффузии. Акцепторные примеси, относящиеся к III группе таблицы Менделеева, диффундируют в кремний в несколько раз быстрее, чем донорные, относящиеся к V группе. Поверхностную концентрацию донорных атомов удается получить значительно большую, чем акцепторных. Поэтому если проводить диффузию примесей одновременно обоих типов в материал *n*-типа, то акцепторные атомы продиффундируют глубже донорных и в глубине материала образуется коллекторный *p*-*n*-переход (рис. 4.29).

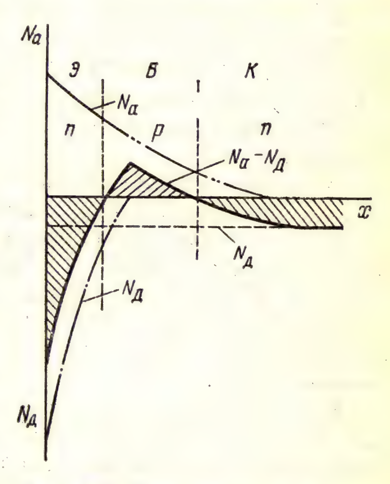


Рис. 4.29. Распределение концентрации примеси в кристалле транзистора, полученного методом двойной диффузии

Донорная примесь продиффундирует менее глубоко и поскольку ее концентрация больше, то вблизи поверхности, как это показано на рис. 4.29, образуется эмиттерный переход. Таким методом можно получить очень узкие базовые слои (до 1 мкм).

Результирующее распределение концентрации примеси $N_а - N_д$ показано сплошной линией, ограничивающей заштрихованные области (рис. 4.29).

Электрическое поле в базе транзистора с неравномерным распределением примесей появляется благодаря тем же процессам, что в *p*-*n*-переходе. Концентрация акцепторов для транзистора типа *n*-*p*-*n* в базе у эмиттера выше, чем у коллектора, соответственно этому и концентрация дырок у эмиттера выше, чем у коллектора, т. е. создается градиент концентрации и часть дырок диффундирует от эмиттера к коллектору. При этом у коллектора создается нескомпенсированный заряд положительно заряженных акцепторов. Появляется электрическое поле, направленное от коллектора к эмиттеру, которое препятствует диффузии дырок. При каком-то определенном значении поля в базе устанавливается равновесие, так как число дырок, диффундирующих к коллектору, становится равным числу дырок, дрейфующих под действием поля к эмиттеру. Если из эмиттера в базу транзистора инжектируются электроны, то электрическое поле ускоряет их движение к коллектору. Поэтому время пролета электронов от эмиттера к коллектору уменьшается и частотные свойства транзистора улучшаются.

Существует несколько технологически различных методов получения диффузионных транзисторов, причем очень часто различие в тех-

нологии приводит и к различным электрическим характеристикам прибора. Наиболее прогрессивной является планарная технология. Она позволяет на одном и том же оборудовании изготовлять различные по параметрам типы транзисторов. Границы переходов планарных транзисторов защищены окисной пленкой, что обеспечивает высокую стабильность параметров транзисторов и более высокую надежность.

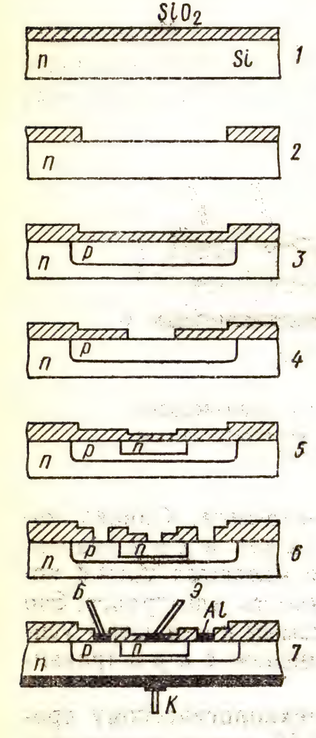
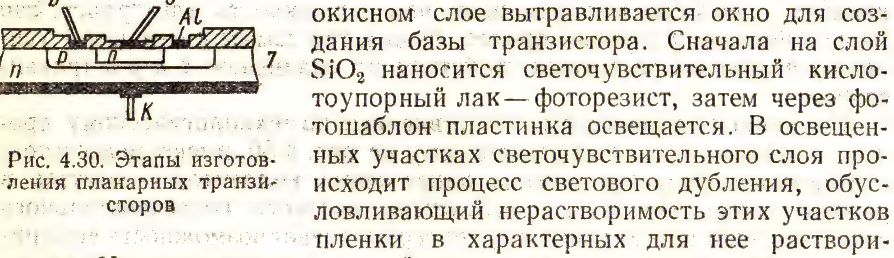


Рис. 4.30. Этапы изготовления планарных транзисторов

Планарная технология состоит из трех основных процессов: процесс диффузии, процесс выращивания окисных слоев и тесно связанный с ними процесс фотолитографии.

На рис. 4.30 схематически представлены основные этапы изготовления *n-p-n*-планарного транзистора на кремниевой пластине:

1. Термическое окисление кремниевой пластины (диаметром 40—60 мм и толщиной 200—250 мкм) — получение на ее поверхности слоя SiO_2 толщиной 0,5—1,0 мкм. Для получения стабильного слоя двуокиси кремния окисление проводится при температуре около 1000° С в атмосфере влажного кислорода. Перед окислением поверхность пластины, тщательно очищается (полируется, обезжиривается, промывается, протравливается на 20—50 мкм и еще раз промывается).



2. С помощью техники фотолитографии в окисном слое вытравливается окно для создания базы транзистора. Сначала на слой SiO_2 наносится светочувствительный кислотоупорный лак — фоторезист, затем через фотошаблон пластинка освещается. В освещенных участках светочувствительного слоя происходит процесс светового дубления, обусловливающий нерастворимость этих участков пленки в характерных для нее растворителях. Не подвергшиеся воздействию света участки пленки сохраняют нормальную растворимость (на рис. 4.30 слой лака не показан).

3. Пластина помещается в печь; при 1100° С проводится диффузия бора и получается база с электропроводностью *p*-типа. Так как диффузия происходит во всех направлениях, то базовый слой формируется не только под окном, но и под краем окисной пленки. Одновременно на поверхности кремния образуется окисный защитный слой, так как диффузия происходит в окисляющей атмосфере.

4. Вытравливается окно меньшего размера для эмиттера. Процесс аналогичен описанному в п. 2.

5. Аналогично операции, описанной в п. 3, проводится диффузия фосфора: получается эмиттер, покрытый слоем SiO_2 (с каждым новым окислением растут и предыдущие слои SiO_2).

6. Вытравливаются два окна способом, описанным в п. 2.

7. Напыляется алюминий. Затем алюминий удаляется (вытравливание проводят способом,описанным в п. 2) везде, кроме двух окон, полученных, как в п. 5. В этих местах алюминий образует хороший омический контакт с полупроводником. Коллекторный контакт к кремниевой пластине образуют химическим осаждением слоев никеля и золота.

8. Кристалл монтируется в корпусе и с помощью термокомпрессии к эмиттеру и базе присоединяются золотые или алюминиевые выводы.

На одной пластине одновременно изготовляется до 1500 идентичных структур транзисторов.

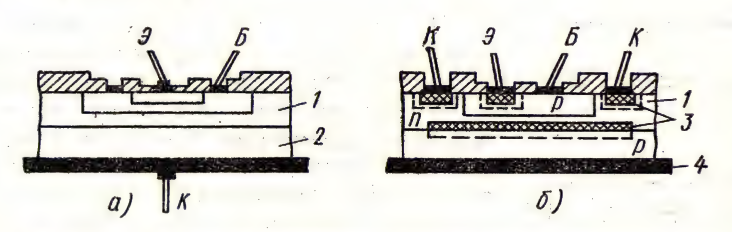


Рис. 4.31. Структуры планарно-эпитаксиальных транзисторов:
1 — эпитаксиальный слой (*n*-типа, $\rho\approx1$ Ом · см); *2* — коллектор (*n*-типа, $\rho\approx0{,}001$ Ом · см); *3* — *n*-слой; *4* — металл

Аналогично изготовляются транзисторы *p-n-p*-типа. Однако качественно они уступают *n-p-n*-транзисторам, так как в *p-n-p*-транзисторах неосновными носителями зарядов в базе являются дырки, подвижность которых много меньше, чем подвижность электронов. Это ведет к большему времени пролета базы и тем самым к меньшему усилению и худшим частотным свойствам по сравнению с *n-p-n*-транзистором.

Планарные транзисторы, изготовленные по технологическому процессу, схематически представленному на рис. 4.30, имеют недостаток: относительно большое падение напряжения коллектор — эмиттер в режиме насыщения $U_{\text{к·нас}}$ вследствие высокого последовательного сопротивления тела коллектора, что ограничивает возможности его применения в переключательных схемах. Этот недостаток стараются устранить тремя различными методами. Наиболее простой метод — это проведение дополнительной диффузии, позволяющей получить увеличение примесной концентрации в области *n*-коллектора (дополнительный n^+ слой) и тем самым уменьшить $U_{\text{к.нас}}$ в 2—3 раза.

Лучшие результаты получены в планарных транзисторах с эпитаксиальными пленками [планарно-эпитаксиальный транзистор (рис. 4.31, *а*)]. Процесс изготовления планарно-эпитаксиального транзистора отличается от вышеописанного тем, что на исходную кремниевую сильно легированную ($\rho = 0{,}001$ Ом · см) пластину предварительно наносится эпитаксиальным осаждением монокристаллическая слабо легированная ($\rho = 1$ Ом · см) пленка кремния толщиной 10—15 мкм (структура кристаллической решетки осажденно-

го слоя полностью соответствует структуре пластины). Кремний для получения эпитаксиальной пленки осаждают при термическом разложении тетрахлорида кремния.

В полученном тонком эпитаксиальном слое изготовляется транзистор способом диффузии. Планарно-эпитаксиальный транзистор имеет сопротивление насыщения коллектора в 4—8 раз меньшее, чем обычный планарный транзистор.

При изготовлении эпитаксиальных транзисторов так называемым комбинированным способом (рис. 4.31, *б*) перед наращиванием эпитаксиального слоя в соответствующих местах в пластине создается диффузионный n^+-слой. Этот способ позволяет получить транзисторы с $U_{к.нас} < 0{,}05$В.

Неоднородность базы диффузионного транзистора сказывается на его электрических характеристиках. Некоторые особенности этого транзистора по сравнению со сплавными следует отметить.

Очень высокая концентрация примесей в базе около эмиттера приводит к образованию очень узкого эмиттерного перехода. При подаче на эмиттер запирающего напряжения в нем развиваются высокие электрические поля и переход пробивается (для некоторых типов транзисторов при напряжении около — 1 В). Кроме того, из-за малой ширины эмиттерного перехода зарядная емкость имеет высокое значение.

Независимо от технологии изготовления все современные транзисторы можно классифицировать по мощности на транзисторы малой, средней и большой мощности и по частоте — на транзисторы низкой, средней, высокой и сверхвысокой частоты (см. табл. 4.1).

Таблица 4.1

Транзисторы	Маломощные $P_{к\,max} < 0{,}3$ Вт	Средней мощности $0{,}3 < P_{к\,max} < 3$ Вт	Мощные $P_{к\,max} \geqslant 3$ Вт
Низкая частота, $f_{h21б} \leqslant 3$ МГц	101—199	401—499	701—799
Средняя частота, 3 МГц $\leqslant f_{h21б} \leqslant 30$ МГц	201—299	501—599	801—899
Высокая частота, $f_{h21б} \geqslant 30$ МГц	301—399	601—699	901—999

Обозначение транзисторов состоит из четырех элементов. Первый элемент, как у диодов, буква или цифра, обозначающая полупроводниковый материал; второй элемент — буква (для транзисторов — *Т*); третий элемент — число, указывающее назначение или электрические свойства прибора (табл. 4.1). Четвертый элемент — буква, указывающая разновидность типа из данной группы транзисторов. Например, ГТ310А — германиевый маломощный высокочастотный транзистор.

Глава 5

ТИРИСТОРЫ

§ 5.1. ПРИНЦИП РАБОТЫ ТИРИСТОРА

Тиристором называется полупроводниковый прибор с двумя устойчивыми состояниями, имеющий три или более p-n-перехода, который может переключаться из закрытого состояния в открытое и наоборот.

На рис. 5.1 приведено схематическое изображение тиристоров, имеющих *p-n-p-n*-структуру. С двумя электродами — диодные тиристоры или динисторы (рис. 5.1, *а*), с тремя — триодные тиристоры, тринисторы

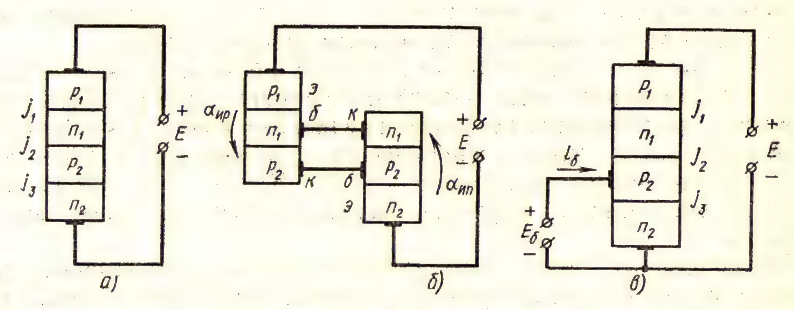


Рис. 5.1. Схематическое изображение тиристоров:
а — динистор; *б* — динистор, изображенный в виде сочетания двух транзисторов; *в* — тринистор

(рис. 5.1, *в*). Крайние *p-n*-переходы j_1 и j_3 называют эмиттерными, а средний j_2 — коллекторным (соответственно области p_1 и n_2 называют эмиттерами, а области n_1 и p_2 — базами). Электроды от крайних областей называют эмиттерными, а от одной из средних — базовым или управляющим. Вывод, от которого прямой ток течет во внешнюю цепь, называют катодным, а к которому ток течет из цепи — анодным.

Рассмотрим принцип действия динистора (рис. 5.1, *а*). Анализ процессов, происходящих в тиристоре, упрощается, если представить его в виде сочетания двух транзисторов типов *p-n-p* и *n-p-n* (рис. 5.1, *б*). Если к тиристору приложить напряжение, как показано на рисунке, то переходы j_1 и j_3 окажутся смещенными в прямом направлении, а переход j_2 в обратном направлении. Следовательно эмиттеры обоих транзисторов будут инжектировать неосновные носители в области базы. В результате диффузии (дрейфа) неосновные носители достигают коллекторного перехода, и полем перехода затягиваются в область коллектора. Некоторая часть носителей, инжектированных эмиттерами, рекомбинирует в базовых областях с основными носителями заряда. Запишем равенство дырочных и электронных токов рекомбинации для базы транзистора типа *p-n-p* (см. рис. 5.1, *б*).

$$I'_{эp}(1-\delta_p)-I_{кp}=I_{кн}=I_{кn}+I''_{эn}\delta_n-I'_{эn}; \qquad (5.1)$$

для базы транзистора типа *n-p-n*

$$I''_{эn}(1-\delta_n)-I_{кn}=I_{кp}+I'_{эp}\delta_p-I''_{эp}. \qquad (5.2)$$

где $I'_{эp}$, $I'_{эn}$ — дырочная и электронная составляющие тока эмиттера *p*-типа; $I''_{эp}$, $I''_{эn}$ — дырочная и электронная составляющие тока эмиттера *n*-типа; δ_n, δ_p — коэффициенты переноса в базах соответственно транзисторов *p-n-p-* и *n-p-n*-типа; $I_{кp}$, $I_{кn}$ — дырочная и электронная составляющие обратного тока коллекторного перехода.

Левые части равенств (5.1) и (5.2) соответствуют рекомбинационному току неосновных носителей, а правые части равенств — рекомбинационному току основных носителей.

Подставив в уравнение (5.1) выражения для коэффициентов инжекции транзисторов *p-n-p-* и *n-p-n*-типа

$$\gamma_p=I'_{эp}/I \text{ и } \gamma_n=I''_{эn}/I,$$

а также обозначения $I = I'_{эn} + I'_{эn}$, где I — общий ток, протекающий через тиристор, получим

$$I-I\gamma_p\delta_p-I\gamma_n\delta_n=I_{кn}+I_{кp}.$$

Учитывая, что $\gamma_p\delta_p=\alpha_{иp}$, $\gamma_n\delta_n=\alpha_{иn}$ и $I_{кn}+I_{кp}=I_к$, где $\alpha_{иp}$, $\alpha_{иn}$ — статические коэффициенты передачи условных транзисторов *p-n-p-* и *n-p-n*-типа, а $I_к$ — обратный ток коллекторного перехода, получим уравнение

$$I(1-\alpha_{иp}-\alpha_{иn})=I_к. \qquad (5.3)$$

Уравнение (5.3) показывает, какое количество дырок в базу *p*-типа и электронов в базу *n*-типа должен пропустить коллекторный переход, чтобы в базовых областях выполнялось равенство дырочных и электронных токов рекомбинации.

Обычно в транзисторах рекомбинационный ток основных носителей поступает от внешнего источника через базовый электрод. В рассматриваемом приборе базовый электрод отсутствует. В этом случае рекомбинационный ток каждой из баз образуется из обратного тока коллекторного перехода и тока противоположного эмиттера. Таким образом, уравнение (5.3) отражает условие электрической нейтральности в любой из баз.

Обратный ток коллекторного перехода определяется из уравнения для вольт-амперной характеристики *p-n*-перехода

$$I_к=I_{кбо}\left\{\exp\left[\frac{eU_к}{kT}\right]-1\right\}. \qquad (5.4)$$

Подставляя (5.4) в (5.3), получим выражение для вольт-амперной характеристики неуправляемого тиристора:

$$I(1-\alpha_{иp}-\alpha_{иn})=I_{кбо}\left\{\exp\left[\frac{eU_к}{kT}\right]-1\right\}, \qquad (5.5)$$

где $U_к = U - U_{эp} - U_{эn}$; $U_{эp}$, $U_{эn}$ — падение напряжении на эмиттерах *p-n-p* и *n-p-n* условных транзисторов; U — напряжение на тиристоре.

Прямая ветвь вольт-амперной характеристики *p-n*-перехода описывается выражением (2.12). Преобразуя это выражение, можно получить уравнение для суммарного напряжения на двух эмиттерах:

$$U_{эр} + U_{эп} = \frac{kT}{e} \ln\left[\left(\frac{I}{I_{э0p}} + 1\right)\left(\frac{I}{I_{э0n}} + 1\right)\right], \tag{5.6}$$

где $I_{э0p}$, $I_{э0n}$ — токи насыщения эмиттерных переходов транзисторов *p-n-p-* и *n-p-n*-типа.

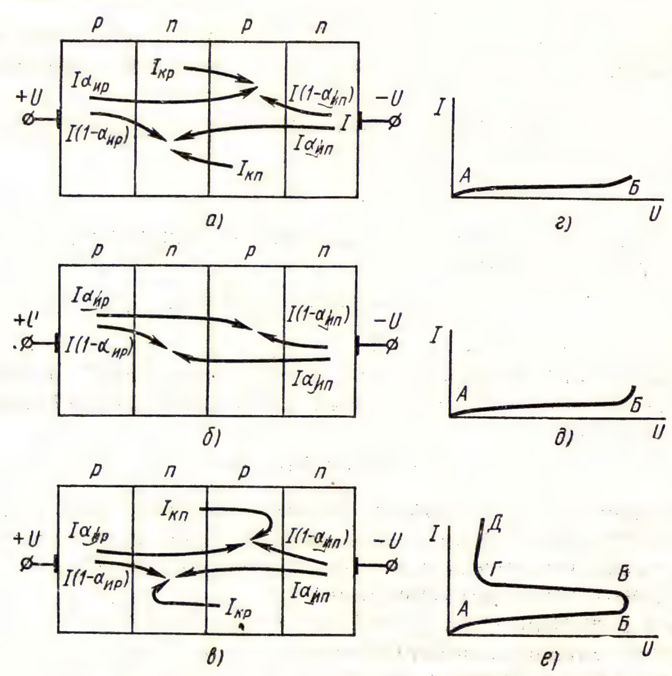


Рис. 5.2. Иллюстрация механизма работы тиристора

Анализируя выражение (5.5), можно показать, что при $(\alpha_{ир} + \alpha_{ип}) < 1$, $U_к < 0$, т. е. коллекторный переход включен в обратном направлении. В этом случае величина рекомбинационного тока неосновных неравновесных носителей в базе превышает величину тока основных носителей, поступивших от противоположного эмиттера, и условие равновесия (5.3) достигается за счет тока $I_к = I_{кр} + I_{кп}$, соответствующего заданному $U_к$. Токи в динисторной структуре показаны на рис. 5.2, *а*.

Это подобно выключенному состоянию, в котором тиристор имеет большое сопротивление (10—100 МОм).

Участок вольт-амперной характеристики такого состояния показан на рис. 5.2, *г*.

При $\alpha_{ир} + \alpha_{ип} = 1$, $U_к = 0$, т. е. коллекторный переход находится под нулевым смещением и, как следует из (5.3), $I_к = 0$. В этом случае рекомбинационный ток неосновных носителей в базе уравно-

вешивается током основных носителей, инжектированных противоположным эмиттером (рис. 5.2, *б*). Это состояние тиристора соответствует началу участка отрицательного сопротивления вольт-амперной характеристики (рис. 5.2, *д*). Вблизи точки *Б* ток, протекающий через тиристор, резко растет при небольшом увеличении напряжения. Дифференциальное сопротивление тиристора в этой точке примерно равно нулю.

При $(\alpha_{ир} + \alpha_{ин}) > 1$, $U_к > 0$, т. е. коллекторный переход смещен в прямом направлении. В этом случае рекомбинационный ток неосновных носителей в базе меньше тока основных носителей, инжек-

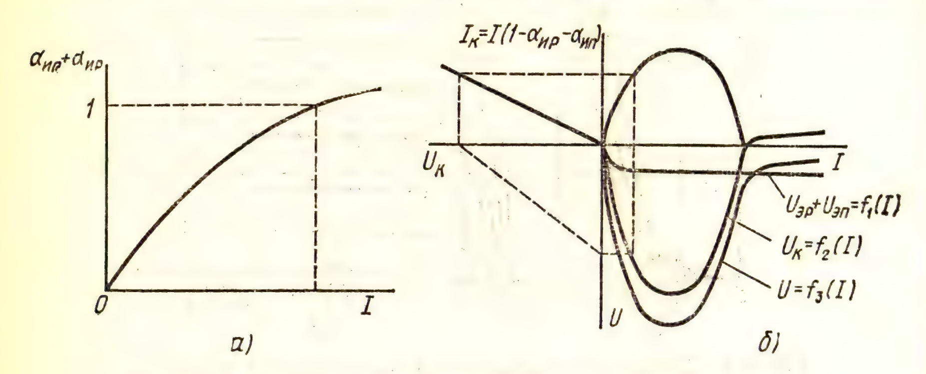


Рис. 5.3. Построение вольт-амперной характеристики тиристора

тированных противоположным эмиттером, и недостающую величину тока неосновных носителей для установления равновесия (5.3) инжектирует прямосмещенный коллекторный переход (рис. 5.2, *в*). Это соответствует включенному состоянию тиристора.

Вследствие того что в этом состоянии все *p-n*-переходы включены в прямом направлении и в базах наблюдается повышенная концентрация носителей заряда, сопротивление тиристора мало́ и составляет от нескольких долей до единиц ома. Участок вольт-амперной характеристики, соответствующий этому состоянию, показан на рис. 5.2, *е* (участок *ГД*).

На этом участке дифференциальное сопротивление динистора снова становится положительным.

Для графического построения вольт-амперной характеристики динистора воспользуемся зависимостью $\alpha_{ир} + \alpha_{ин} = f(I)$ (рис. 5.3, *а*). Эта зависимость легко может быть получена из графика зависимости $\alpha = f(I_э)$ (см. рис. 4.10). В соответствии с равенством (5.3) монотонному возрастанию функции $\alpha_{ир} + \alpha_{ин} = f(I)$ соответствует колоколообразный характер зависимости $I_к = f(I)$ (рис. 5.3, *б*).

Зависимость $I_к = \varphi(U_к)$ имеет почти линейный характер (рис. 5.3, *б*).

По графикам зависимостей $\alpha_{ир} + \alpha_{ин} = f(I)$, $I_к = \varphi(U_к)$ и $U_{эр} + U_{эп} = F(I)$ выполняем построение $U_к = f_2(I)$ (как показано штриховыми линиями), а затем посредством геометрического сложения

функций $(U_{эр} + U_{эп}) = f_1(I)$ и $U_к = f_2(I)$ выполняем построение вольт-амперной характеристики тиристора (рис. 5.3). Участок отрицательного сопротивления вольт-амперной характеристики (когда напряжение на тиристоре уменьшается с ростом тока) соответствует второй части колоколообразной функции (после максимума). На этом участке увеличению I соответствует уменьшение $I_к$, а следовательно, и $U_к$, т. е. дифференциальное сопротивление тиристора отрицательно.

Если к p-n-p-n-структуре приложить обратное напряжение, т. е. минус на p_1 и плюс на n_2, то центральный переход j_2 будет смещен в прямом направлении, а крайние переходы j_1 и j_3 в обратном направлении. Вольт-амперная характеристика тиристора при обратном напряжении аналогична обратной характеристике полупроводникового диода (рис. 5.4). Ввиду того что напряжения пробоя переходов j_1 и j_3 различны, обратная ветвь вольт-амперной характеристики будет определяться обратной характеристикой одного из переходов j_1 и j_3 (более высоковольтного).

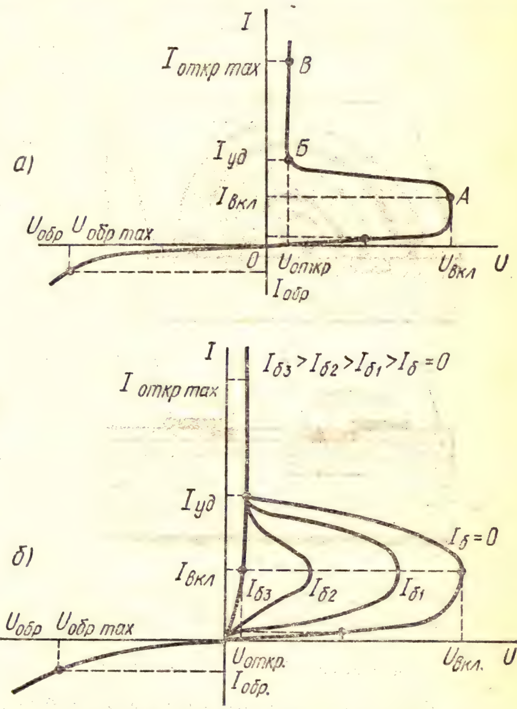


Рис. 5.4. Вольт-амперные характеристики тиристоров:
а — динистора; *б* — тринистора

Значительно расширяется область использования тиристоров, снабженных управляющим базовым электродом, — тринисторов.

Ток, протекающий через анодный и катодный выводы, называют основным, а ток через управляющий электрод — управляющим.

При подаче на управляющий электрод прямого напряжения (относительно эмиттера, см. рис. 5.1, *в*) рекомбинационный ток основных носителей в базе условного транзистора n-p-n-типа перераспределится. Правая часть уравнения (5.2) возрастет, что вызовет увеличение тока, инжектированного эмиттером транзистора n-p-n-типа. Как следует из равенства (5.5), условие переключения тиристора в открытое состояние $\alpha_{ир} + \alpha_{иn} = 1$ наступает при более низком напряжении. На рис. 5.4, *б* приведено семейство выходных вольт-амперных характеристик тринистора. Чем большее напряжение (в прямом направлении) подается на управляющий электрод, тем больше прямой ток

управляющего электрода и тем при меньшем напряжении U происходит переключение тиристора.

При достаточно больших значениях тока управляющего электрода вольт-амперная характеристика тиристора вырождается в прямую ветвь вольт-амперной характеристики обычного диода (см. рис. 5.4, *б*).

Управление тиристором осуществляется лишь при его включении. После этого изменение управляющего тока не влияет на вольт-амперную характеристику. Обратного переключения прибора в выключенное состояние добиваются посредством снижения основного тока до определенной величины — ниже $I_{уд}$ (см. рис. 5.4, *а*, *б*).

§ 5.2. ПАРАМЕТРЫ ТИРИСТОРОВ

Важным преимуществом тиристоров перед транзисторами является низкое сопротивление включенного прибора. Это позволяет пропускать через него токи в десятки раз большей величины, чем через транзистор.

Существуют тиристоры самых различных типов—на токи от нескольких десятков миллиампер до нескольких сот ампер и на рабочее напряжение до 1000 В. Тиристоры нашли применение в различных устройствах автоматики и вычислительной техники. Мощные тиристоры применяются в силовой преобразовательной технике и электроприводе.

Важнейшими параметрами как двухэлектродных, так и трехэлектродных тиристоров являются следующие: $I_{вкл}$ — ток включения — определяется из условия $dU/dI = dU_к/dI = 0$ (точка A, см. рис. 5.4, *а*); $U_{вкл}$ — напряжение включения— представляет собой максимальное прямое напряжение на тиристоре; $I_{уд}$ — удерживающий ток — это минимальное значение тока, при котором тиристор еще может находиться в открытом состоянии; $I_{уд}$ — определяется значением I, при котором $\alpha_{np} + \alpha_{un} = 1$. При уменьшении основного тока до значений, меньших $I_{уд}$, прибор переключается из открытого состояния в запертое; $U_{откр}$ —это падение напряжения на тиристоре во включенном состоянии; $I_{обр}$ — обратный ток тиристора при определенном обратном напряжении.

Важнейшим параметром тринистора является ток управления $I_{у0}$ — минимальное значение постоянного тока управляющего электрода, при котором включается тиристор. Этот параметр, характеризующий управляющие свойства прибора, соответствует определенному заданному напряжению включения.

Инерционность процессов включения и выключения тиристора при подаче на него импульсов напряжения характеризуется временем включения $\tau_{вкл}$ и временем выключения $\tau_{выкл}$.

Время включения — интервал времени с момента подачи отпирающего импульса, в течение которого напряжение на тиристоре уменьшается от уровня 0,9 до уровня 0,1 своего максимального значения. Время включения существенно снижается с возрастанием мощности переключающего сигнала и возрастает при увеличении тока нагрузки и уменьшении напряжения источника питания.

Время выключения — интервал времени, в течение которого тиристор из открытого состояния переходит в запертое, определяется теми же процессами, что и в транзисторе, при переключении его из режима насыщения. Время выключения может быть уменьшено при подаче на тиристор напряжения обратной полярности.

Для характеристики максимально допустимого режима работы тиристора указываются следующие параметры: $U_{обр\,max}$ — максимальное значение постоянного обратного напряжения, при котором обеспечивается заданная надежность при длительной работе. Напряжение $U_{обр\,max}$ ограничивается пробивным напряжением одного из крайних переходов тиристора (с меньшим пробивным напряжением); $I_{откр\,max}$ — максимальная величина прямого тока, обеспечивающая заданную надежность при длительной работе.

Величина $I_{откр\,max}$ ограничивается максимальной мощностью, выделяемой на переходах тиристора.

§ 5.3. КОНСТРУИРОВАНИЕ И ИЗГОТОВЛЕНИЕ ТИРИСТОРОВ

При конструировании тиристоров в первую очередь выбирают геометрию *p-n-p-n*-структуры и материал, исходя из назначения прибора. Высокое быстродействие тиристоров определяется малой шириной базы

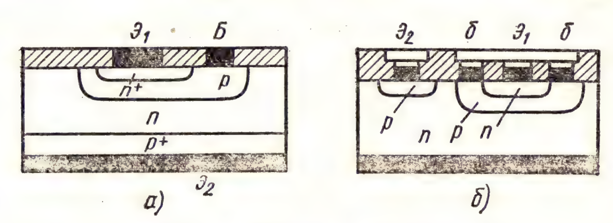


Рис. 5.5. Структуры тиристоров:

а — полученная методом двойной двусторонней диффузии; *б* — планарная

и площадью переходов, временем жизни и подвижностью неосновных носителей. Высокое напряжение обеспечивается использованием исходных материалов с высоким удельным сопротивлением. Сильноточные управляемые вентили должны иметь большие площади переходов и конструкцию, обеспечивающую хороший теплоотвод.

Изготовляют тиристоры обычно из кремния, хотя они могут быть изготовлены и из германия. Однако вследствие низкого напряжения переключения и малого сопротивления в запертом состоянии германиевые приборы распространения не получили.

Тиристоры изготовляют теми же методами, что и транзисторы.

На рис. 5.5 представлены структуры тиристоров, изготовленных методом диффузии и методом планарно-эпитаксиальной технологии. Так, для изготовления быстродействующих приборов наиболее удобна схема двойной диффузии (рис. 5.5, *а*). В этом случае получается тонкая база, малое время жизни неосновных носителей, высокое напряжение переключения и низкое сопротивление открытого прибора.

Эмиттерные области здесь представляют собой сильно легированные примесями диффузионные слои, что обусловливает низкое сопротивление открытого прибора. Центральный переход — это переход с большим градиентом концентрации между диффузионным слоем и слоем исходного материала с малой концентрацией примесей и высоким удельным сопротивлением. Такой переход обладает высоким пробивным напряжением, а следовательно, повышенным напряжением переключения. Метод двойной диффузии применен и при изготовлении планарных приборов (рис. 5.5, *б*). Как видно из рис. 5.5, *б*, границы *p-n*-переходов закрыты от окружающей среды окисной пленкой. Это обеспечивает очень малые обратные токи переходов и высокую стабильность параметров.

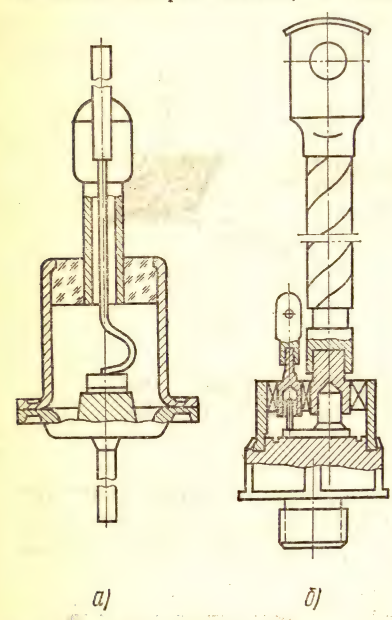


Рис. 5.6. Конструкции тиристоров: *а* — маломощный тиристор; *б* — мощный тринистор

Кристалл с готовой *p-n-p-n*-структурой припаивают к кристаллодержателю и герметизируют в корпус (рис. 5.6, *а*). Мощные (силовые) тиристоры изготовляют, как правило, методом последовательной диффузии. На одной пластинке кремния располагается одна структура. Контакты создаются химическим никелированием. Далее пластинку соединяют через термокомпенсирующие вольфрамовые прокладки с выводами. Корпус вентиля герметизируют завальцовкой (рис. 5.6, *б*).

Область применения тиристоров необычайно широка. Они могут выполнять функции преобразователей тока любой формы, ключей, генераторов, используются в качестве запоминающих устройств и т. д. Вследствие этого нашли широкое применение в электронике, электротехнике, автоматике, вычислительной технике и т. д.

§ 5.4. СИММЕТРИЧНЫЙ ТРИОДНЫЙ ТИРИСТОР

Симметричный триодный тиристор, или триак*, представляет собой триодный тиристор, который при подаче сигнала на его управляющий электрод включается как в прямом, так и в обратном направлениях.

Триак имеет симметричную относительно начала координат характеристику (рис. 5.7).

Рассмотрим сначала симметричную неуправляемую структуру диодного тиристора — диака (рис. 5.8). Прибор имеет четыре перехода,

* Сокращение от английского названия — Triac, Triode Alternative Current Switch — триодный переключатель переменного тока.

причем области n_1, p_1 и n_3, p_2 соединены параллельно выводам катода и анода соответственно.

Рассмотрим механизм переключения такого прибора. При полярности напряжений, указанной на рис. 5.8, переходы j_2 и j_4 будут смещены в прямом направлении, а j_1 — обратном. Переход j_3 шунтируется контактом анодного вывода. Если напряжение мало, то через струк-

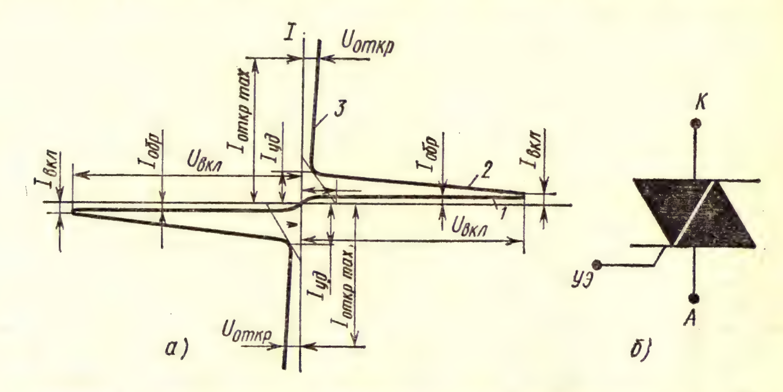


Рис. 5.7. Вольт-амперная характеристика симметричного двухэлектродного тиристора (*а*) и условное графическое изображение (*б*)

туру протекает небольшой ток. Причем основная его часть течет параллельно переходу j_4, стремясь достичь катодного вывода, по пути, обладающему наименьшим сопротивлением. При увеличении напряжения переход j_2 все больше смещается в прямом направлении, вызывая поток дырок из области p_2 в область n_2. Дырки, перемещаясь через слой n_2, будут собираться переходом j_1. Дырки, попавшие в область p_1, повышают ее потенциал по отношению к области n_1, что вызовет инжекцию электронов из области n_1 в область p_1. В результате дальнейшего нарастания тока переход j_4 сместится в прямом направлении и произойдет переключение структуры p_2-n_2-p_1-n_1 в проводящее состояние. Аналогично будет включаться структура p_1-n_2-p_2-n_3 при изменении полярности напряжения, приложенного между анодом и катодом, на обратную.

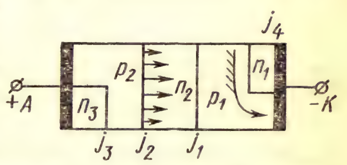


Рис. 5.8. Структура диодного симметричного тиристора

Если к диодной симметричной структуре добавить дополнительный электрод, то получим управляемый симметричный прибор — симметричный тиристор.

В зависимости от устройства управляющего электрода симметричные тиристоры могут управляться:

1) током положительной полярности;

2) током одной полярности в одном направлении, а в другом направлении током противоположной полярности;

3) током определенной полярности в одном направлении, а в другом направлении — током любой полярности;

4) током любой полярности в обоих направлениях.

Структура симметричного тиристора с двуполярным управлением приведена на рис. 5.9. При отсутствии управляющего сигнала прибор заперт. Если на управляющий электрод симметричного тиристора подать положительное относительно анода напряжение, возникает дырочный ток, который будет способствовать смещению перехода j_1 в прямом направлении. Это вызовет поток электронов в область p_1, часть которых проникнет в область n_2 и понизит ее потенциал относительно области p_1. Снижение потенциала области n_2 приведет к дополнитель-

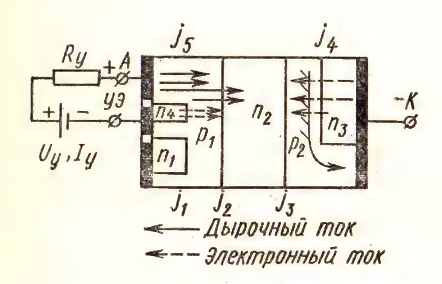


Рис. 5.9. Структура симметричного тиристора с двуполярным управлением

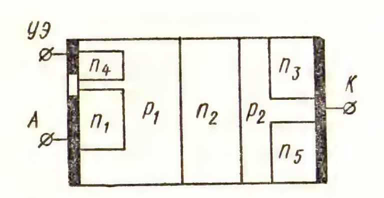


Рис. 5.10. Симметричный тиристор, управляемый импульсами любой полярности

ному притоку дырок из области p_1 в ооласть n_2. А так как переход j_3 смещен в обратном направлении, то дырки, дошедшие до него, переносятся его полем в область p_2. Процесс продолжается до тех пор, пока структура не перейдет в проводящее состояние.

При отрицательной полярности напряжения на управляющем электроде относительно анода через переход j_5 происходит инжекция электронов, которые перемещаются к переходу j_2. В результате происходит снижение потенциала области n_2 относительно области p_1, что вызывает поток дырок из слоя p_1 в слой n_2. Дырки диффундируют до перехода j_3, смещенного в обратном направлении, и переносятся его полем в область p_2. Потенциал области p_2 относительно области n_3 повышается, что вызывает инжекцию электронов через переход j_4 из области n_3. Этот лавинообразный процесс продолжается до переключения структуры в проводящее состояние.

Аналогично прибор работает и при противоположной полярности напряжения на электродах. Таким образом, рассмотренный симметричный тиристор переключается током положительной полярности в одном направлении и током отрицательной полярности в противоположном направлении.

Образовав в структуре, изображенной на рис. 5.9, дополнительный переход, можно получить симметричный тиристор, управление которым в обоих направлениях будет осуществляться импульсами любой полярности (рис. 5.10).

Описанный симметричный тиристор может иметь целый ряд разновидностей, причем общим для всех будут области со структурами *p-n-p-n* и *n-p-n-p*.

Рассмотрим основные характеристики симметричных тиристоров.

Вольт-амперная характеристика симметричного диодного тиристора приведена на рис. 5.7.

На вольт-амперной характеристике прибора можно отметить три характерных участка. Участок *1* характеризует запертое состояние прибора. На этом участке увеличение анодного напряжения мало влияет на величину тока. Участок *2* соответствует процессу переключения. Участок *3* характеризует открытое состояние прибора. Аналогичные участки имеются на характеристике при смене полярности напряжения.

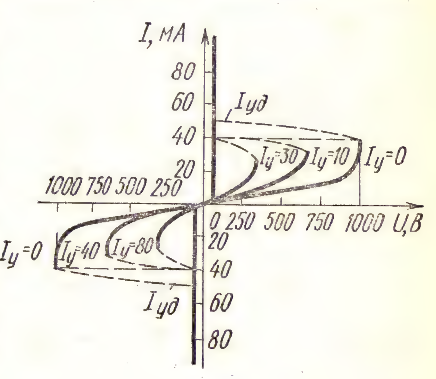


Рис. 5.11. Семейство вольт-амперных характеристик трехэлектродного симметричного тиристора

На рис. 5.11 приведены характеристики трехэлектродного симметричного тиристора.

В зависимости от величины тока управляющего электрода можно осуществлять регулировку напряжения переключения симметричного тиристора. По мере увеличения управляющего тока вольт-амперная характеристика прибора видоизменяется и, когда ток управления достигает некоторой критической величины, характеристика по своей форме приближается к прямой ветви обычного диода.

Важнейшими параметрами симметричных тиристоров являются время включения и время выключения.

Время включения симметричного тиристора $t_{вкл}$ можно представить состоящим из трех интервалов времени, соответствующих различным законам изменения анодного тока:

$$t_{вкл} = t_{нак} + t_{фор} + t_{уст},$$

где $t_{нак}$ — время накопления, исчисляется от начала действия управляющего сигнала до момента накопления носителей; $t_{фор}$ — время формирования реакции (от начала ее возникновения до момента увеличения тока на 0,1; $t_{уст}$ — время установления; определяется как интервал времени, в течение которого ток увеличивается от 0,1 до 0,9 максимальной величины. Время включения прибора зависит от характера нагрузки и параметров запускающего импульса.

Под процессом выключения понимают переход прибора из проводящего состояния в запертое.

Время выключения $t_{выкл}$ зависит от величины тока непосредственно перед началом выключения, температуры окружающей среды, характера нагрузки анодной цепи, а также крутизны перехода тока через нулевое значение.

Обычно время выключения больше времени включения и для симметричных тиристоров.

Кроме рассмотренных динамических параметров существует и ряд других, которые указаны на вольт-амперной характеристике (рис.5.7).

Напряжение включения $U_{вкл}$ — максимальное значение напряжения, при котором возникает внутренняя обратная связь по току. Ток включения $I_{вкл}$ — среднее значение тока, при котором происходит переключение прибора. Остаточное напряжение $U_{откр}$ — среднее значение падения напряжения на вентиле при максимальном токе I_{max}. Ток выключения $I_{уд}$ — величина тока, при котором прибор еще остается в открытом состоянии.

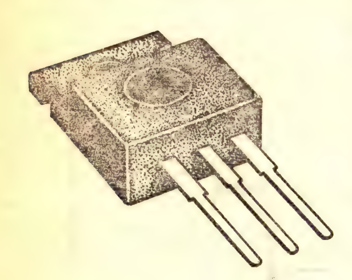


Рис. 5.12. Триак в пластмассовом корпусе

Так как симметричный тиристор предназначен для использования в цепях переменного тока, необходимо знать наибольшую рабочую частоту, при которой возможна работа прибора.

Возможны три способа управления симметричными тиристорами: с помощью *управляющего электрода*, *превышением напряжения переключения*; *быстро нарастающим напряжением* dU/dt (второй и третий способы применяются в основном для диодных переключателей).

Управление симметричным тиристором с помощью управляющего электрода может осуществляться от источника постоянного, переменного и импульсного токов.

Симметричные тиристоры изготовляются по диффузионно-планарной технологии на кремнии n-типа. Для снижения падения напряжения на приборе в открытом состоянии проводится одновременное двустороннее легирование приповерхностных слоев бором (p^+-p-n-p-n-p-p^+-структура). Для образования областей n-типа на противоположных сторонах пластины проводится диффузия фосфора. Невыпрямляющие контакты создаются химическим никелированием готовой структуры.

На рис. 5.12 показан внешний вид симметричного тиристора в пластмассовом корпусе.

Триаки могут заменять сильноточные реле или рубильники в осветительных и отопительных системах.

Использование триаков в стабилизированных источниках питания, где стабилизация осуществляется со стороны нагрузки посредством тиристора, позволяет осуществлять ее со стороны сети. Один триак может заменить два тиристора почти везде, где с их помощью достигается регулирование по переменному току. Помимо выигрыша в количестве компонентов триак требует меньшей защиты от перенапряжений, так как проводит ток в обеих направлениях.

Глава 6

ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

§ 6.1. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ПОЛЕВОГО ТРАНЗИСТОРА

Полевым транзистором называется полупроводниковый прибор, усилительные свойства которого обусловлены потоком основных носителей, протекающим через проводящий канал, управляемый электрическим полем. Действие полевого транзистора обусловлено носителями заряда одной полярности.

Характерной особенностью полевого транзистора является высокий коэффициент усиления по напряжению и высокое входное сопротивление.

Простейший полевой транзистор состоит из пластинки полупроводникового материала с одним *p-n*-переходом в центральной части и с невыпрямляющими контактами по краям (рис. 6.1). Действие этого прибора основано на зависимости толщины области пространственного заряда (ОПЗ) *p-n*-перехода от приложенного к нему напряжения. Поскольку запирающий слой почти полностью лишен подвижных носителей заряда, его проводимость близка к нулю. Таким образом, в пластинке полупроводника, не охваченной запирающим слоем, образуется токопроводящий канал, сечение которого зависит от толщины ОПЗ. Если включить источник питания E_2, как показано на рис. 6.1, то через пластинку полупроводника между невыпрямляющими контактами потечет ток. Область в полупроводнике, в которой регулируется поток носителей заряда, называют п р о в о д я щ и м к а н а л о м.

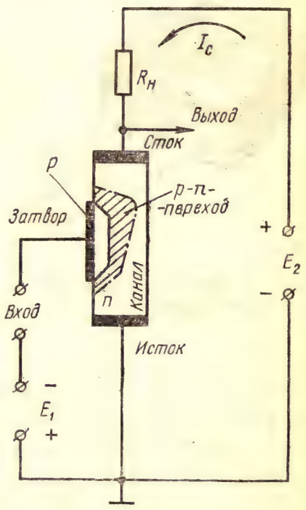


Рис. 6.1. Схематическое изображение полевого транзистора с управляющим *p-n*-переходом и схема его включения

Электрод полевого транзистора, через который в проводящий канал втекают носители заряда, называют и с т о к о м, а электрод, через который они вытекают из канала, — с т о к о м.

Электрод полевого транзистора, на который подается электрический сигнал, используемый для управления величиной тока, протекающего через канал, называют з а т в о р о м.

К каждому из электродов присоединяются выводы, носящие соответствующие названия (истока, стока и затвора). Затвор выполняет роль сетки вакуумного триода. Исток и сток соответствуют катоду и аноду. Величина тока в канале (при E_2 и $R_н$ = const) зависит от сопротивления участка пластинки между стоком и истоком, т. е. в значительной степени от эффективной площади поперечного сечения канала.

Источник E_1 создает отрицательное напряжение на затворе, что приводит к увеличению толщины запирающего слоя и к уменьшению сечения канала. С уменьшением сечения канала увеличивается сопротивление между истоком и стоком и снижается величина тока I_c. Уменьшение напряжения на затворе вызывает уменьшение сопротивления канала и возрастание тока I_c. Следовательно, ток, протекающий через канал, можно модулировать сигналами, приложенными к затвору.

Поскольку *p*- *n*-переход включен в обратном направлении, входное сопротивление прибора очень велико.

Отрицательное напряжение, приложенное к затвору относительно истока, может вызвать такое расширение ОПЗ, при котором токопроводящий канал окажется перекрытым. Это напряжение называют пороговым или напряжением отсечки. Оно соответствует напряжению запирания электронной лампы.

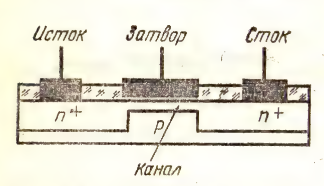


Рис. 6.2. Структура полевого МДП-транзистора с встроенным каналом

К *p*- *n*-переходу приложено не только «поперечное» напряжение E_1, но и «продольное» напряжение, падающее на распределенном сопротивлении канала, создаваемое током, протекающим от истока к стоку. Поэтому ширина ОПЗ у стока увеличивается, а эффективное сечение канала соответственно уменьшается (см. рис. 6.1). Приборы данного типа называют полевыми транзисторами с затвором в виде *p*-*n*-перехода или с управляющим *p*-*n*- переходом.

В настоящее время широкое распространение получили полевые транзисторы с изолированным затвором, так называемые МДП-транзисторы (металл — диэлектрик — полупроводник) или МОП (металл — окисел — полупроводник), имеющие один или несколько затворов, электрически изолированных от проводящего канала.

В транзисторах с изолированным затвором проводящий канал может быть встроенным или индуцированным.

Устройство прибора со встроенным каналом схематически представлено на рис. 6.2. Основой служит пластинка слаболегированного кремния с электропроводностью *p*-типа. Области стока и истока обладают электропроводностью n^+-типа. Их соединяет узкая слаболегированная область кремния с электропроводностью *n*-типа — встроенный канал. Затвор представляет собой металлический слой, изолированный от канала тонким диэлектриком.

Канал может обедняться или обогащаться электронами в результате приложения к затвору относительно истока отрицательного или положительного напряжения. При отрицательном напряжении на затворе электроны проводимости оттесняются из области канала в объем полупроводника *p*-типа электропроводности. Канал обедняется носителями заряда и его проводимость изменяется. При подаче на затвор положительного напряжения происходит обогащение электронами

объема канала, и его проводимость возрастает. Таким образом, изменение напряжения на затворе вызывает изменение проводимости канала и соответственно тока, протекающего через этот канал.

При протекании тока через канал потенциал стока повышается. Это вызывает обеднение основными носителями (электронами) области канала, расположенной вблизи стока, что равносильно сужению эффективного сечения канала транзистора с управляющим *p-n*-переходом.

В отличие от полевого транзистора с управляющим *p-n*-переходом транзистор с изолированным затвором может работать с нулевым, отрицательным или положительным смещением. Другим важным преимуществом полевых транзисторов с изолированным затвором является очень высокое входное сопротивление, которое определяется изолирующей прослойкой между затвором и каналом.

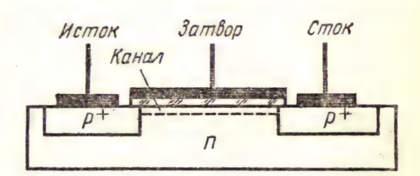


Рис. 6.3. Структура полевого МДП-транзистора с индуцированным каналом

У МДП-транзисторов с индуцированным каналом (рис. 6.3) отсутствует проводящий канал между областями стока и истока при напряжении между затвором и истоком, равным нулю.

Подложка транзистора с индуцированным каналом представляет собой слаболегированный кремний с электропроводностью *n*-типа, а сток и исток — сильнолегированные области с электропроводностью p^+-типа (транзистор с каналом *p*-типа). Металлический затвор отделен от кристалла тонким слоем изолятора. Пока на затвор не подано отрицательное напряжение относительно истока, выходной ток при $E_2 \neq 0$ близок к нулю. Действительно, независимо от полярности приложенного между стоком и истоком напряжения один из *p-n*-переходов (истоковый или стоковый) окажется запертым, и выходной ток будет определяться обратным током запертого перехода и током утечки. При подаче на затвор отрицательного напряжения относительно истока вследствие эффекта поля поверхностный слой полупроводника, лежащий под затвором, окажется обогащенным дырками. Их концентрация превысит концентрацию электронов. Поверхностный тонкий слой полупроводника изменит свою электропроводность с электронной на дырочную. В результате *p*-области стока и истока замкнутся тонким каналом полупроводника с электропроводностью того же типа. Чем больше будет подано отрицательное напряжение между затвором и истоком, тем сильнее будет обогащен канал дырками и тем выше будет проводимость индуцированного под влиянием эффекта поля канала.

При подаче на затвор положительного напряжения полупроводник возле изолирующего слоя будет обогащен электронами и проводящего канала между истоком и стоком не образуется.

Таким образом, транзисторы с управляющим *p-n*-переходом работают только в режиме обеднения, уменьшающего проводимость

канала, транзисторы МДП с встроенным каналом — в режиме обеднения и обогащения канала носителями, а транзисторы МДП с индуцированным каналом — только в режиме обогащения.

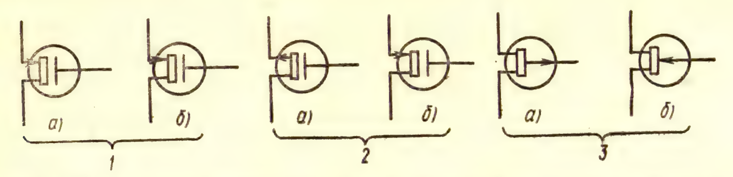


Рис. 6.4. Условные графические обозначения полевых транзисторов:

1 — с управляющим *p-n*-переходом с каналом *n*-типа (*а*) и *p*-типа (*б*); *2* — МДП с встроенным каналом *n*-типа (*а*) и *p*-типа (*б*); *3* — МДП с индуцированным каналом *n*-типа (*а*) и *p*-типа (*б*)

Рассмотренные полевые транзисторы могут иметь канал как с электронной, так и с дырочной электропроводностью. На рис. 6.4 показаны условные обозначения различных типов полевых транзисторов.

§ 6.2. ЭКВИВАЛЕНТНАЯ СХЕМА, ПАРАМЕТРЫ И ХАРАКТЕРИСТИКИ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

Полевые транзисторы обладают высоким входным сопротивлением, малым уровнем шумов, высокой термостабильностью и радиационной стойкостью. Это обусловливает возможность их широкого применения в электронных схемах.

Эквивалентная схема полевого транзистора по переменному току показана на рис. 6.5. Сопротивления $R_{з.и}$ и $R_{з.с}$, зашунтированные емкостями $C_{з.и}$ и $C_{з.с}$, эквивалентны распределенным сопротивлениям и емкостям затвора относительно областей истока и стока.

Сопротивление истока $R_и$ эквивалентно сопротивлению участка полупроводника от контакта истока до канала. Сопротивление стока $R_с$ представляет собой сопротивление участка полупроводника от контакта стока до канала.

Усилительное свойство транзисторов представлено генератором тока $I_Г = S_т U_{з.и}$ и внутренним (дифференциальным) сопротивлением канала транзистора $R_i = \Delta U_{с.и}/\Delta I$ при $U_{з.и} = \text{const}$.

Из эквивалентной схемы рис. 6.5 следует, что $C_{з.и}$ и является входной емкостью транзистора в схеме с общим истоком ОИ. $R_и$ — сопротивление внутренней обратной связи, $R_{з.с}$ и $C_{з.с}$ — проходные сопротивления и емкость, так как они связывают цепь стока и цепь затвора, т. е. выходную и входную цепи транзистора (в схеме с ОИ).

Семейство статических выходных характеристик полевого транзистора с управляющим *p- n*-переходом приведено на рис. 6.6.

Пусть между затвором и истоком напряжение равно нулю, а напряжение между стоком и истоком постепенно увеличивается. При малых значениях $U_с$ ток $I_с$ возрастает почти пропорционально этому напряжению (участок *АБ* на рис. 6.6.). Этот крутой участок выходной

характеристики соответствует полностью открытому каналу. Малый ток на открытом канале создает малое падение напряжения, что вызывает лишь незначительное сужение самого канала. При большом значении тока $I_с$ из-за падения напряжения на канале его сечение возле стока значительно уменьшается, что вызывает существенное замедление роста тока при дальнейшем повышении напряжения $U_с$ (участок *БВ* на рис. 6.6).

В конечном итоге канал сужается настолько, что дальнейшее существенное увеличение тока $I_с$ оказывается невозможным (участок *ВГ* на рис. 6.6).

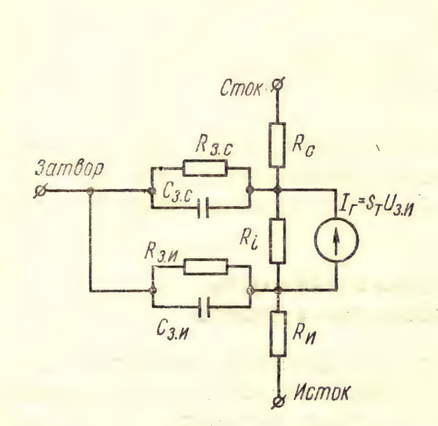


Рис. 6.5. Эквивалентная схема полевого транзистора по переменному току

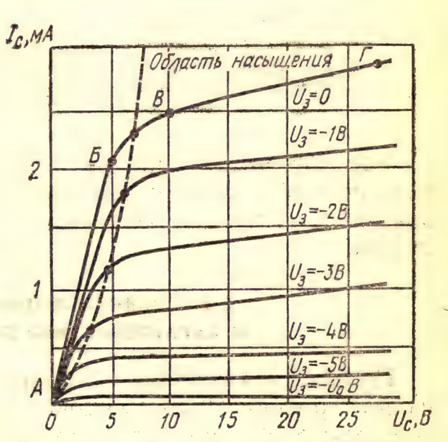


Рис. 6.6. Семейство выходных вольт-амперных характеристик полевого транзистора с управляющим *p-n*-переходом

Пологий участок *ВГ* характеристики носит название **участка насыщения**. Напряжение, при котором наступает насыщение тока в канале, называется **напряжением насыщения**.

Если между затвором и истоком подать некоторое запирающее напряжение (например, —1В на рис. 6.6), то сечение канала в исходном состоянии уменьшится. Так как сопротивление канала в этом случае больше, то угол наклона крутого участка выходной характеристики будет меньше, а переход в режим насыщения произойдет при меньшем значении напряжения $U_с$ и тока $I_с$.

Подавая между затвором и истоком последовательно ряд напряжений различных значений ($U_{з.и} < 0$), получим семейство статических выходных характеристик (см. рис. 6.6). Область насыщения, являющаяся рабочей областью транзистора, на этом семействе расположена справа от штриховой линии.

При напряжении на затворе, равном или превышающем по абсолютной величине пороговое ($U_з = U_0$), ток стока становится очень малым при любом значении напряжения на стоке.

На рис. 6.7, *а* показана **характеристика передачи** (**проходная характеристика**), а на рис. 6.7, *б* —

семейство статических выходных характеристик полевого МДП-транзистора с встроенным каналом n-типа. При приложении внешнего напряжения к затвору в зависимости от величины и полярности выходные характеристики будут смещаться в сторону бóльших или меньших токов.

Полевые транзисторы характеризуются следующими основными параметрами.

Крутизна проходной характеристики $S = \Delta I_с/\Delta U_{з.и}$ — отношение изменения тока стока к соответствующему изменению напряжения на затворе при коротком замыкании по переменному току на выходе транзистора в схеме с общим истоком. Сопротивление сток—исток в открытом состоянии транзистора $R_{с.и.отк}$ — сопротивление между стоком и истоком в открытом состоянии транзистора при заданном напряжении сток — исток, меньшем напряжения насыщения.

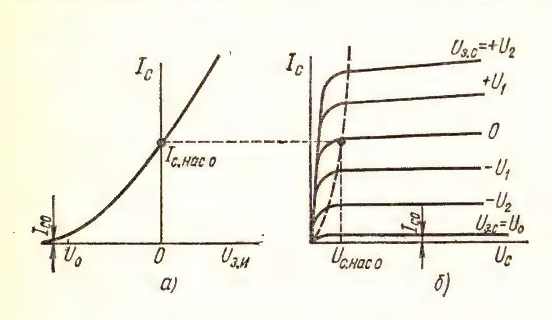


Рис. 6.7. Вольт-амперные характеристики полевого МДП-транзистора с встроенным каналом:
а — характеристика прямой передачи; *б* — семейство выходных вольт-амперных характеристик

Максимальная частота. В полевом транзисторе отсутствует инжекция неосновных носителей и связанные с ней инерционность и накопление зарядов. Поэтому максимальная частота полевого транзистора зависит только лишь от постоянной времени перезарядки входной и выходной емкости и определяется по формуле

$$f_{max} = \frac{1}{2\pi R_к C_0},$$

где $R_к$ — среднее значение сопротивления канала; C_0 — емкость между затвором и каналом при заземленных истоке, стоке и подложке.

Важными параметрами полевых транзисторов являются: $I_{с.нач}$ — начальный ток стока при нулевом смещении на затворе; $U_{с.нач.о}$ — напряжение между стоком и истоком при нулевом смещении на затворе, при котором наступает насыщение тока стока; $R_{с.откр}$ — статическое сопротивление между стоком и истоком, измеренное при малом напряжении между стоком и истоком и нулевом смещении; U_0— пороговое напряжение затвора; $I_{с.ост}$ — остаточный ток в стоковой цепи при напряжении между затвором и истоком, превышающем напряжение отсечки.

К предельным режимам полевых транзисторов относятся максимально допустимое напряжение между стоком и истоком $U_{с.max}$;

максимально допустимое напряжение между затвором и истоком $U_{з.и\,max}$ и максимально допустимая мощность рассеяния в транзисторе.

Максимальная мощность рассеяния на полевом транзисторе для маломощных приборов не превышает 20 мВт, а для мощных 10 Вт.

§ 6.3. КОНСТРУКЦИИ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

В настоящее время полевые транзисторы изготовляют по планарной технологии.

На рис. 6.8 показана структура кремниевого планарного полевого транзистора с изолированным затвором и индуцированным каналом *p*-типа. Исходным материалом служит слаболегированный кремний

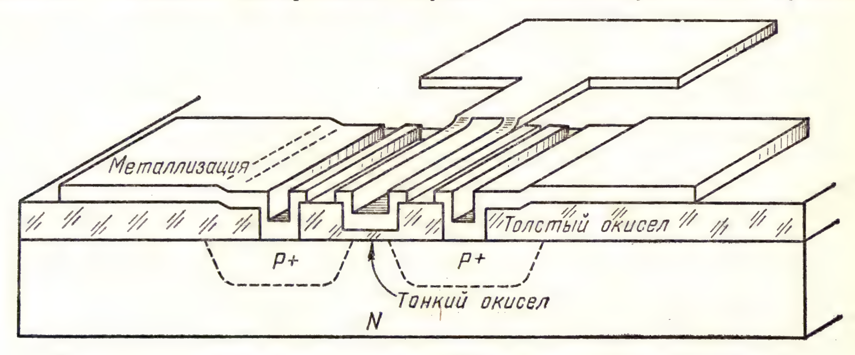


Рис. 6.8. Структура полевого транзистора с каналом *p*-типа

n-типа электропроводности, в который проводят диффузию акцепторной примеси через вытравленные в окисном слое окна для образования областей стоков и истоков, затем выращивают толстый и тонкий окисел для защиты *p*-*n*-перехода и изоляции затвора соответственно и наносят металлизирующее покрытие алюминия для электродов стока, затвора и истока.

Полевые транзисторы с повышенной предельной частотой изготовляют обычно из кремния *p*-типа с каналами *n*-типа, так как электроны имеют более высокую подвижность, чем дырки.

Глава 7
СПЕЦИАЛЬНЫЕ ТИПЫ ДИОДОВ И ТРАНЗИСТОРОВ

§ 7.1. ЛАВИННО-ПРОЛЕТНЫЕ ДИОДЫ

Лавинно-пролетным диодом (ЛПД) называется полупроводниковый диод, работающий в режиме лавинного размножения носителей заряда при обратном смещении электрического перехода и предназначенный для генерации сверхвысокочастотных колебаний.

Лавинно-пролетный диод обладает отрицательным дифференциальным сопротивлением в режиме лавинного пробоя. Однако в отличие от

туннельного диода отрицательное сопротивление ЛПД проявляется только в том случае, если его помещают в высокочастотный резонатор, настроенный на определенную частоту, и задают ему режим лавинного пробоя. В таком режиме ЛПД является генератором СВЧ-колебаний с частотами до нескольких десятков гигагерц.

Появление отрицательного сопротивления у ЛПД возможно лишь в сравнительно узком диапазоне СВЧ и объясняется сдвигом фаз между СВЧ-напряжением, приложенным к диоду, и током, наведенным во внешней цепи. На других частотах сопротивление положительно. Поэтому на статической вольт-амперной характеристике ЛПД нет участков с отрицательным сопротивлением.

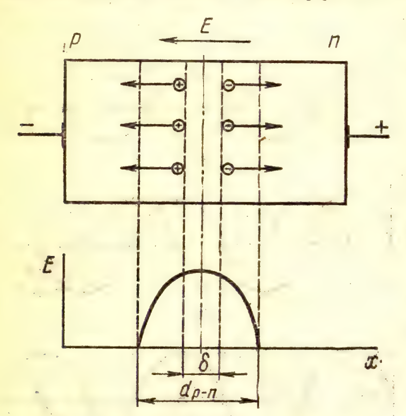


Рис. 7.1. Схема ЛПД и распределение напряженности электрического поля:

$d_{p\text{-}n}$ — ширина запирающего слоя; δ — ширина слоя умножения

Инерционность процесса ударной ионизации и конечное значение времени пролета носителей через область пространственного заряда являются причиной запаздывания СВЧ-тока диода от напряжения.

На рис. 7.1 показана схема плавного *p*-*n*-перехода ЛПД и распределение электрического поля в переходе. На диод подается обратное напряжение такой величины, что рабочая точка смещается в область лавинного умножения. В *p*-*n*-переходе начинается процесс ударной ионизации атомов кристаллической решетки подвижными носителями заряда и образование новых пар электронов и дырок. Напряженность электрического поля максимальна на границе между *p*- и *n*-областями. Поэтому ударная ионизация происходит лишь в узком слое умножения δ, прилежащем к плоскости границы.

Вновь созданные электроны и дырки под действием сильного поля дрейфуют через *p*- и *n*-пролетные участки запирающего слоя, расположенные по обе стороны от слоя умножения. Дырки дрейфуют через *p*-слой, а электроны через *n*-слой. При возрастании электрического поля скорость носителей заряда растет линейно. Но уже при напряженности поля, вызывающей лавинное умножение носителей ($E > 10^5$ В/м), скорость носителей заряда становится практически постоянной (примерно 10^5 м/с для кремния и $5 \cdot 10^4$ м/с для германия).

Происходит так называемое насыщение дрейфовой скорости носителей. Следовательно, носители заряда дрейфуют с конечной скоростью за конечный промежуток времени. Пролетное время носителей заряда пропорционально ширине области пролета $d_{p\text{-}n}$ и это объясняет запаздывание лавинного тока от напряжения в ЛПД. Сдвиг фазы между изменением напряженности поля и изменением тока при определенной частоте составит $\pi/2$. Дрейфуя через пролетные участки, электроны и дырки частично компенсируют объемный заряд ионов примеси и снижают напряженность поля в слое умножения. В результате уменьше-

ния напряженности поля лавинный ток уменьшается. Это является одной из причин самовозбуждения лавинно-пролетного диода в резонаторе.

Следовательно, в режиме генерации напряжение ЛПД достигает максимума, когда происходит ионизация атомов, и минимума, когда ионизация прекращается. Поэтому слой умножения инжектирует пакеты носителей.

На ЛПД подается переменное напряжение такой амплитуды, чтобы рабочая точка не выходила из области лавинного пробоя, а следовательно, сохранялась постоянной дрейфовая скорость носителей заряда. Частота сигнала такова, что ток запаздывает от приложенного напряжения ровно на половину периода (рис. 7.2, *а*). В этом случае рост напряжения сопровождается уменьшением тока, что соответствует отрицательному сопротивлению. Таким образом, если ЛПД включить в резонатор, настроенный на частоту колебаний, полупериод которой равен времени протекания лавинного процесса и пролета носителей через *p-n*-переход, то диод будет обладать отрицательным дифференциальным сопротивлением и обеспечивать генерацию мощности.

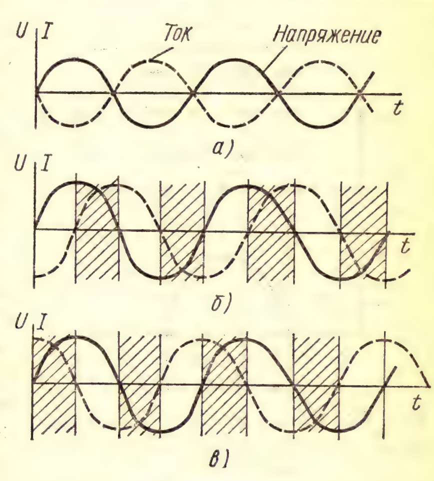


Рис. 7.2. Временны́е диаграммы изменения напряжения и тока в ЛПД:
а — фазовый сдвиг напряжения и тока 180°; *б* — фазовый сдвиг — 90°; *в* — фазовый сдвиг — 270°

Снижение или увеличение частоты сигнала (рис. 7.2, *б*, *в*) приводит к тому, что ток будет запаздывать на угол, соответственно меньший или больший 180°. Заштрихованные области соответствуют отрицательному сопротивлению.

Как видно из рисунка, изменение частоты в ту или иную сторону приводит к тому, что за полный период колебаний прибор имеет отрицательное сопротивление меньшую часть периода. Если частота снижена до величины, при которой время лавинного умножения и пролета носителей через *p-n*-переход меньше четверти периода, то в среднем за период сопротивление будет положительным и генерация прекратится. То же самое произойдет, если частота будет увеличена до значения, при котором задержка умножения и пролетное время будут больше $^3/_4$ периода. Следовательно, генерация ЛПД возможна без внешнего возбудителя на частотах, когда сдвиг фаз между напряжением и током лежит в пределах от 90 до 270°. Рассмотренная структура ЛПД (см. рис. 7.1) является не единственно возможной для генерации СВЧ-мощности.

На рис. 7.3 приведена схема ЛПД типа p^+-*n*-*i*-n^+ и распределение напряженности поля по структуре.

СВЧ-генератор на подобной структуре впервые был теоретически разработан Ридом в 1958 г. Однако практическое воплощение его идеи встретило серьезные технологические трудности. Первые образцы со структурой, предложенной Ридом, были созданы лишь в 1964 г.

Как видно из рисунка, при напряжении лавинного пробоя поле перехода перекрывает высокоомную область n и область собственной электропроводности i. Напряженность электрического поля резко изменяется в пределах запирающего слоя. Участок интенсивного умножения занимает лишь часть запирающего слоя — узкий слой умножения δ.

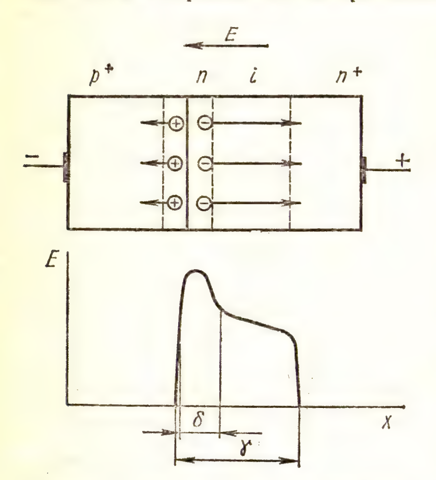


Рис. 7.3. Схема ЛПД типа p^+-n-i-n^+ и распределение напряженности поля по структуре

В остальной части запирающего слоя напряженность поля ниже критической, при которой происходит ионизация атомов решетки, но несколько выше значения, при котором наступает насыщение дрейфовой скорости. Время дрейфа дырок в p^+-область очень мало, а электронов в n^+-область через n- и i-слой значительно больше. Время движения электронов через область собственной электропроводности будет определять диапазон частот, в котором фазовый сдвиг между напряжением и током равен 180° и прибор имеет отрицательное дифференциальное сопротивление.

Основными параметрами ЛПД являются:

а) выходная мощность $P_{\text{вых}}$ — мощность генератора на ЛПД в заданном диапазоне частот и напряжения питания. Это важнейший параметр ЛПД. Максимальная полезная мощность генератора при заданном сопротивлении нагрузки зависит от добротности диода и от амплитуды переменного тока и напряжения. Максимальное значение выходной мощности различных типов ЛПД колеблется в пределах 10—100 мВт на частоте 7—50 ГГц;

б) пробивное напряжение $U_{\text{проб}}$ — величина напряжения лавинного пробоя перехода. Этот параметр необходим для задания режима работы. Величина напряжения лавинного пробоя ЛПД обычно не превышает 30 В. Но имеются приборы с $U_{\text{проб}}$, достигающим 160 В. СВЧ-генератор на ЛПД обычно работает при напряжении на 0,5—1,5 В, превышающем пробивное;

в) номинальный рабочий ток $I_{\text{ном}}$ — величина обратного тока ЛПД, при котором обеспечивается выходная мощность генератора. Величина $I_{\text{ном}}$ составляет 5—15 мА для различных классов приборов;

г) максимальная емкость p-n-перехода $C_{\max}$ — максимальное значение емкости ЛПД при напряжении, близком к пробивному;

д) сопротивление растекания r_s — максимальное последовательное сопротивление ЛПД в режиме генерации при заданном токе и напряжении. Отечественные приборы имеют r_s не более 10 Ом;

е) коэффициент полезного действия лавинно-пролетных диодов сравнительно низкий (составляет несколько процентов);

ж) температурный коэффициент мощности ТКМ и частоты ТКЧ — параметры, показывающие изменения мощности и частоты при изменении температуры окружающей среды на 1 К;

з) максимально-допустимый ток I_{max} — максимальная величина тока, при которой ЛПД работает в течение гарантированного срока с заданным уровнем надежности. Величина I_{max} обычно ограничивается максимальной температурой перехода $T_{п\,max}$. Величина тока I_{max} для отечественных германиевых приборов не превышает 15—20 мА.

На рис. 7.4 приведена эквивалентная схема лавинно-пролетного диода.

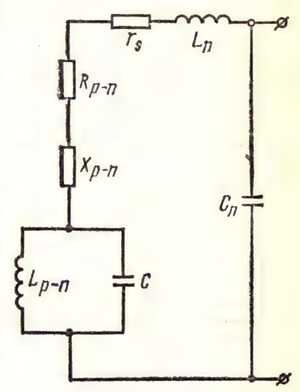


Рис. 7.4. Эквивалентная схема ЛПД

Параметрами эквивалентной схемы являются: C — полная емкость p-n-перехода при напряжении, равном пробивному, но при отсутствии лавинного тока; $L_{p\text{-}n} = d_{p\text{-}n} L_л$ — индуктивность, где $L_л$ — лавинная индуктивность (параметр, характеризующий инерцию процесса ударной ионизации); $x_{p\text{-}n}$ — реактивное сопротивление p-n-перехода; $R_{p\text{-}n}$ — активное сопротивление перехода; r_s — сопротивление растекания или сопротивление потерь; $L_п$ — индуктивность патрона диода; $C_п$ — емкость патрона диода.

Рассмотренные параметры эквивалентной схемы имеют слеующие величины: $C = 0{,}07 \div 0{,}5$ пФ; $r_s = 2 \div 10$ Ом; $C_п \approx 0{,}2$ пФ; $L_{p\text{-}n} \approx$ $\approx (0{,}3 \div 3) \cdot 10^{-9}$ Г. Что касается $x_{p\text{-}n}$ и $R_{p\text{-}n}$, то их значение в зависимости от величины тока и частоты могут принимать как положительные, так и отрицательные значения с ярко выраженными максимумами и минимумами.

Лавинно-пролетные диоды изготовляют технологическими способами, применяемыми для производства СВЧ-диодов (диффузией, эпитаксией, ионным легированием). При их изготовлении стремятся по возможности снизить активные потери: утечку тока по поверхности p-n-перехода и сопротивление объема кристалла. Необходимо обеспечить однородность p-n-перехода, в противном случае возможно возникновение локальных пробоев и т. д.

На рис. 7.5 приведена одна из структур лавинно-пролетного диода, изготовленного по планарной технологии. Для устранения пробоя по поверхности создано охранное кольцо n-типа.

На рис. 7.6 приведены два вида конструкций лавинно-пролетных диодов в коаксиальном исполнении. Для интегральных полосковых схем разрабатываются бескорпусные ЛПД с полосковыми выводами.

Преимуществом ЛПД перед другими генераторами СВЧ-мощности является незначительная суммарная толщина структуры (один переход). Это очень важно, так как ЛПД работает в режиме лавинного пробоя и плотность мощности на переходе достигает больших величин — до 10^6 Вт/см². Тонкие структуры облегчают отвод тепла от перехода. Кроме того, для лучшего отвода тепла в ЛПД применяют так называемую обратную сборку, кристалл присоединяют к теплоотводу той стороной, где переход расположен на небольшой глубине от поверхности кристалла.

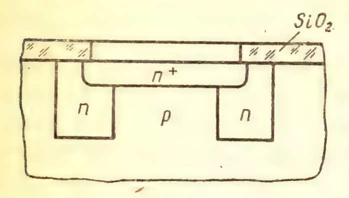


Рис. 7.5. Структура кристалла ЛПД

В настоящее время для изготовления ЛПД применяют германий, кремний и арсенид галлия. Кремний обладает наилучшей теплопроводностью по сравнению с другими полупроводниковыми материалами.

Максимальная полезная мощность растет с увеличением ширины запрещенной зоны и скорости дрейфа носителей, следовательно, в этом отношении на первом месте арсенид галлия, на втором кремний и на третьем германий.

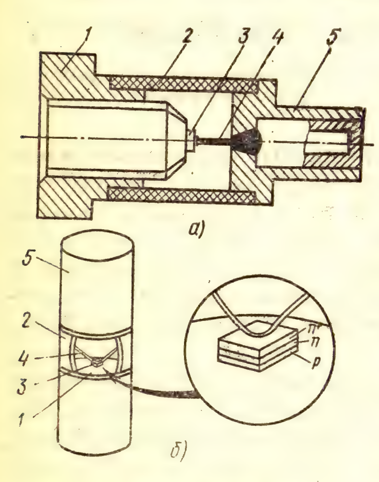


Рис. 7.6. Конструкция ЛПД:

а — германиевого; *б* — кремниевого; *1* — металлическое основание; *2* — керамическая втулка; *3* — кристалл; *4* — соединительный электрод; *5* — ниппель

Кремниевые ЛПД на частоте 50 ГГц в импульсном режиме выделяют мощность 350 мВт при к. п. д. 0,5%; в непрерывном режиме на частоте 14 ГГц получена мощность 4,7 Вт при к. п. д. 9% и, наконец, создан ЛПД, который на частоте 1 ГГЦ при к. п. д. 30 — 40% дает колебательную мощность 435 Вт. ЛПД применяют в СВЧ-радиоаппаратуре в качестве высокочастотного гетеродина приемника, передающего генератора и генератора шума СВЧ-диапазона. В последнем используется режим лавинной ионизации *p-n*-перехода, обусловливающий высокий уровень шума (до 40 дБ).

Недостатком ЛПД является очень низкий к. п. д. Это объясняется тем, что амплитуда колебательного напряжения на диоде намного меньше величины постоянного напряжения, приложенного к диоду для обеспечения режима лавинного умножения.

В настоящее время на частоте 1 ГГц получен к. п. д. до 60% в Si-диодах и до 45% на частоте 2—3 ГГц в Ge-диодах. Однако большие плотности тока, требуемые для возникновения аномального режима, не позволяют осуществить непрерывную генерацию.

ЛПД с рабочей частотой выше 50 ГГц трудно изготовлять из-за очень малых размеров, а ЛПД с частотой ниже 1 ГГц имеют большие размеры, поэтому трудно отводить тепло от перехода.

§ 7.2. ДИОДЫ ГАННА

Диод Ганна — это полупроводниковый диод, действие которого основано на появлении отрицательного объемного сопротивления под действием сильного электрического поля, предназначенный для генерирования и усиления сверхвысокочастотных колебаний.

В 1963 г. Ганном была обнаружена генерация электромагнитных СВЧ-колебаний под действием сильного электрического поля в кристалле арсенида галлия. Это явление впоследствии получило название эффекта Ганна. В 1964 г. появилось сообщение о создании на основе эффекта Ганна прибора, работающего в непрерывном режиме генерации в СВЧ-диапазоне. Для работы такого генератора необходимы: источник постоянного тока, объемный резонатор и кристаллик арсенида галлия без *p-n*-перехода.

На основе эффекта Ганна созданы приборы, работающие в качестве усилителей, триггеров и пр.

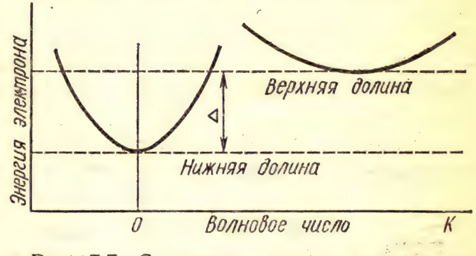


Рис. 7.7. Структура зоны проводимости арсенида галлия

Рассмотрим кратко сущность эффекта Ганна.

Ганном было замечено, что при напряженности постоянного электрического поля в 1000 В/см, приложенного к кристаллу арсенида галлия, происходило периодическое изменение тока, протекающего через кристалл, с амплитудой, доходившей до долей ампера. Явление это наблюдалось только в полупроводниковых кристаллах, имеющих в зоне проводимости побочный минимум, расположенный выше основного, в котором эффективная масса электронов в несколько раз больше, чем в основном минимуме.

На рис. 7.7 показана схема зоны проводимости с побочным минимумом. К таким полупроводниковым материалам относятся GaAs, InSb, InAs, ZnSe и CdTe. Наиболее характерным для диодов Ганна и наиболее исследованным является GaAs. У арсенида галлия зона проводимости состоит из нижнего минимума (нижняя долина) и более высокого минимума (верхняя долина). Верхняя долина приподнята над нижней на величину $\Delta = 0{,}36$ эВ.

В обычном состоянии электроны находятся в нижней долине. Здесь их эффективная масса меньше и они имеют более высокую подвижность.

Верхняя долина в отсутствие сильного электрического поля остается незаполненной. Когда электроны при возбуждении попадают в верхнюю долину, их подвижность уменьшается, по сравнению с электронами, находящимися в нижней долине. При подключении к однородному образцу арсенида галлия напряжения, как показано на рис. 7.8, через него потечет ток. Плотность тока

(7.1)

На рис. 7.9 приведена вольт-амперная характеристика образца GaAs, используемого для диода Ганна. По мере увеличения напряженности электрического поля ток в кристалле сначала увеличивается линейно, так как электроны в основном находятся в нижней долине, и полупроводник ведет себя как элемент с положительной проводимостью (участок *АБ*).

При дальнейшем увеличении напряженности поля все большее количество электронов получает дополнительную энергию для перехода в верхнюю долину и количество таких электронов начинает преобладать. Поскольку они имеют меньшую подвижность в этой зоне, то при

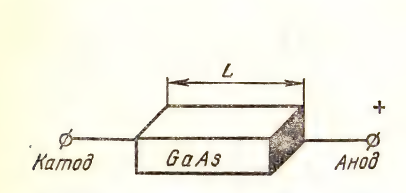


Рис. 7.8. Структура диода Ганна

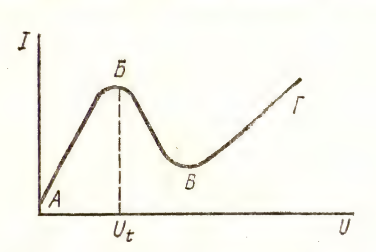


Рис. 7.9. Вольт-амперная характеристика диода Ганна

увеличении напряжения ток через кристалл в соответствии с (7.1) уменьшается, что соответствует отрицательному сопротивлению (участок *БВ*).

При очень больших полях подавляющее число электронов находится в верхней долине и с возрастанием электрического поля в соответствии с выражением (7.1) ток будет возрастать, т. е. образец имеет опять положительное дифференциальное сопротивление (участок *ВГ*).

В действительности статическая вольт-амперная характеристика диода Ганна не имеет участка отрицательного сопротивления. Оно возникает только в динамическом режиме.

При наличии участка отрицательного сопротивления на вольт-амперной характеристике однородного образца распределение поля неустойчиво. Критическая напряженность поля, при которой возникает отрицательное сопротивление, составляет для GaAs 300 кВ/м и для InP — 600 кВ/м.

При такой напряженности поля любая флуктуация концентрации зарядов в какой-либо области, например в результате неоднородного легирования, приводит к уменьшению плотности электронов в этой области кристалла. Напряженность поля здесь увеличится, и некоторое число электронов осуществит переход в верхнюю долину, где подвижность электронов ниже. Средняя дрейфовая скорость электронов упадет.

К замедлившимся электронам начнут притекать носители, находящиеся ближе к катодному выводу, и от них удалятся электроны, находящиеся ближе к анодному выводу. Таким образом, создается область с повышенной концентрацией электронов и область с пониженной, т. е. электрический диполь (рис. 7.10, *а*).

В области с пониженной концентрацией электронов происходит дальнейшее возрастание электрического поля, что в свою очередь приводит к переходу еще большего количества электронов в верхнюю долину и снижению их дрейфовой скорости. Таким образом, скорость переноса электронов непрерывно возрастает и происходит лавинообразное нарастание электрического поля. В результате образуется узкая область сильного поля (д о м е н с и л ь н о г о п о л я на рис. 7.10, *б*). Передний фронт домена оказывается обедненным электронами, а задний — обогащенным (рис. 7.10, *в*).

Поле в остальной части образца спадает до величины, меньшей критической, и бóльшая часть кристалла обладает положительным сопротивлением. Это объясняется тем, что разность потенциалов между анодом и катодом фиксирована и всякое увеличение поля в одном месте образца приводит к уменьшению поля в другой его части. Нарастание поля в домене прекратится, когда его скорость станет равной скорости электронов вне домена.

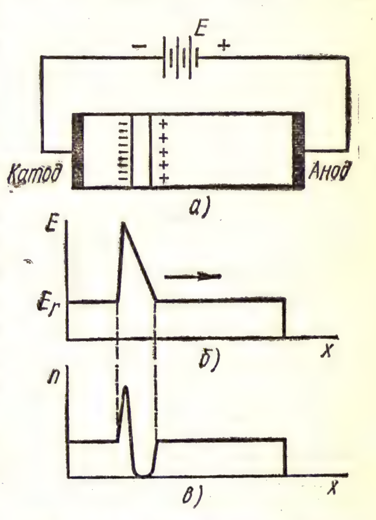


Рис. 7.10. Движение домена сильного поля вдоль образца GaAs

Под действием поля, приложенного к образцу, домен дрейфует через него от катода к аноду.

Критическая напряженность электрического поля велика, но реальное приложенное напряжение лежит в интервале 6—26 В, так как активная область прибора имеет толщину всего несколько десятков микрометров.

Параметры домена зависят от величины произведения концентрации электронов на длину образца nL и приложенного напряжения. Так, напряженность поля в домене при увеличении nL и E может возрасти от 4000 кВ/м до 30 000 кВ/м.

При равновесной концентрации образца ($n \leqslant 10^{15}$ см$^{-3}$) время формирования домена составляет $\tau_ф \approx 10^6/n$ с. Размеры домена составляют 0,03÷0,1 длины образца. Домен дрейфует от катода к аноду со скоростью 10^5 м/с и исчезает у анода.

Как правило, в образце возникает всего один домен сильного поля, так как значительная часть напряжения, приложенного к образцу, приходится на домен, а вне домена напряженность поля значительно меньше критической. Обычно домен образуется в непосредственной близости от катода, так как вблизи от контактов концентрация неоднородностей больше. Если же флуктуация возникает вблизи анода, то она, не успев вырасти в домен, достигнет анода.

При формировании домена ток падает, а при исчезновении — вновь возрастает, как это показано на диаграмме рис. 7.11. Плотность тока при формировании домена сильного поля уменьшится до величины $j_г = \sigma E_г$, так как напряженность поля в образце (вне домена) сни-

зится до величины E_r (см. рис. 7.10, *б*). При исчезновении домена плотность тока возрастет до величины $j_t = \sigma E_t$, где E_t — напряженность поля в образце при отсутствии домена сильного поля.

При возникновении у катода нового домена плотность тока опять снизится до величины j_r, т. е. цикл повторится. Таким образом, в образце возникает периодическая модуляция тока со сверхвысокой частотой (см. рис. 7.11), т. е. образец полупроводника является СВЧ-генератором и носит название генератора Ганна.

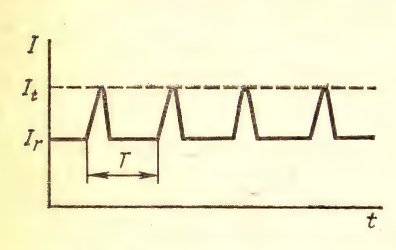


Рис. 7.11. Зависимость тока, протекающего через диод Ганна, от времени

Рабочая частота прибора определяется временем дрейфа домена через кристалл. Период колебания тока приблизительно равен времени пролета электрона от катода к аноду:

$$T \approx l/v,$$

где l — длина образца; v — дрейфовая скорость электрона.

Для образцов с длиной $l \approx 10^{-2}$ см при дрейфовой скорости $v = 10^7$ см/с частота колебаний диода Ганна составляет 1 ГГц, при толщине активной области порядка 10^{-3} см частота составляет 10 ГГц.

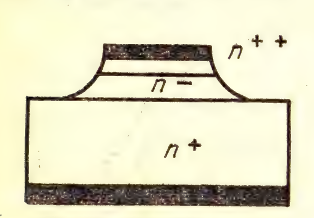


Рис. 7.12. Мезаструктура диода Ганна

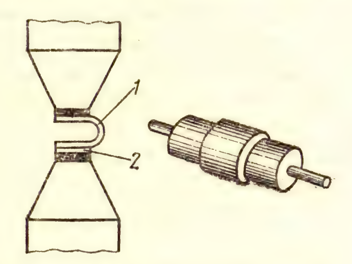


Рис. 7.13. Устройство диода Ганна:
1 — пружинный электрод; *2* — кристалл GaAs

Поскольку емкость диода Ганна до возбуждения домена пренебрежимо мала, в таких приборах не существует частотного ограничения, присущего приборам с *p-n*-переходом.

Диоды Ганна применяют в логических схемах.

При работе в непрерывном режиме, т. е. когда напряжение смещения постоянно, важным параметром является мощность рассеяния диода Ганна. В приборе выделяются большие мощности на единицу объема, поэтому требуется решить вопрос об отводе тепла.

Мощность рассеяния диода Ганна при подаче напряжения смещения, но при отсутствии домена

$$P_{\text{д}} \approx E_t^2 A \mu_1 nel,$$

где A — площадь поперечного сечения диода; μ_1 — подвижность электронов в нижней долине.

При движении домена мощность рассеяния уменьшается до 50% от первоначального значения.

Для изготовления диодов Ганна применяют кристаллы из арсенида галлия n-типа толщиной менее 50 мкм со стороной квадрата 150 мкм.

Один из вариантов диодов Ганна имеет n^{++}-n^{-}-n^{+}-структуру и изготовляется на эпитаксиальном арсениде галлия (рис. 7.12).

На рис. 7.13 показана одна из наиболее распространенных конструкций такого прибора.

Молибденовые выводы, покрытые оловом, присоединяются с обеих сторон пластины.

Генератор на эффекте Ганна сможет в качестве гетеродина заменить отражательные клистроны в приемниках РЛС. Они имеют достаточную выходную мощность, генерируют частоты, относительно свободные от паразитной модуляции и, следовательно, имеют лучшую спектральную характеристику.

По сравнению с транзисторами или с туннельными диодами приборы на эффекте Ганна имеют большую выходную мощность на более высоких частотах. В диапазоне 2—3 ГГц их выходная мощность примерно в 5—10 раз больше мощности туннельных диодов.

§ 7.3. ЛАВИННЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

Лавинным транзистором называется биполярный транзистор, действие которого основано на использовании режима лавинного размножения носителей заряда в коллекторном переходе.

По структуре и основным свойствам лавинный транзистор не отличается от обычных транзисторов. Однако он работает в такой области характеристик, которая не свойственна усилительному режиму (рис. 7.14).

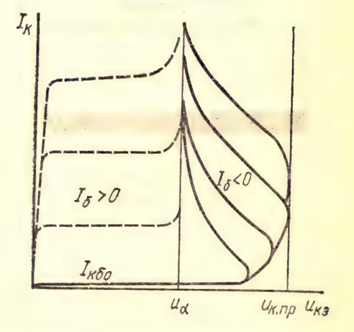


Рис. 7.14. Семейство выходных вольт- амперных характеристик лавинного транзистора

Рассмотрим физические явления при усилении тока в лавинном транзисторе.

При напряжении на коллекторе, близком к напряжению пробоя, большая часть приложенного напряжения падает на коллекторном переходе. Внутри перехода образуется сильное электрическое поле, способное вызвать лавинное размножение носителей заряда.

При работе транзистора в режиме лавинного умножения на коллекторном переходе наблюдается быстрое нарастание тока в цепи эмиттер — коллектор.

Коэффициент передачи эмиттерного тока выражается формулой

$$\alpha = \alpha_0 M,$$

где α_0 — коэффициент передачи тока в схеме ОБ в отсутствие лавинного умножения; M — коэффициент умножения носителей, т. е. ко-

личество носителей, образуемых одним исходным за счет процесса ударной ионизации атомов.

Эмпирическая зависимость коэффициента умножения от напряжения имеет следующий вид:

$$M = \frac{1}{1-\left(\frac{U_{кэ}}{U_{к.\,пр}}\right)^n}, \qquad (7.2)$$

где $U_{к \cdot пр}$ — пробивное напряжение коллекторного перехода.

Экспериментально получено, что для электронного германия $n = 3$, а для дырочного — $n = 4{,}5$—$6{,}5$.

При увеличении напряжения $U_{кэ}$ коэффициент M увеличивается и при $U_{к.э} = U_{к.пр}$ стремится к бесконечности.

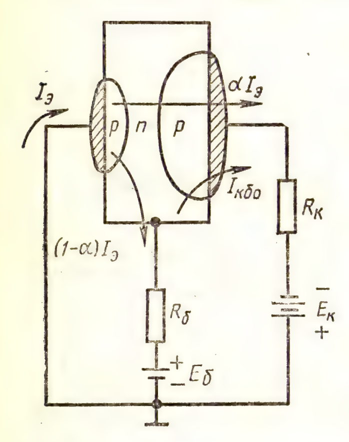


Рис. 7.15. Лавинный транзистор, включенный по схеме с общим эмиттером

С ростом $U_{кэ}$ при некоторой величине M получим $\alpha = 1$. Обозначим это напряжение U_α.

При $U_{кэ} > U_\alpha$ будем получать $\alpha > 1$. Следовательно, область коллекторных напряжений, при которых $\alpha > 1$, должна быть заключена между напряжением U_α и $U_{к.пр}$.

Одна из возможных схем — включение транзистора с запертым эмиттером показана на рис. 7.15. Рассмотрим ее работу.

Пусть напряжение смещения коллекторного перехода выбрано близким к напряжению лавинного пробоя коллекторного перехода $U_{к.пр}$. Переход эмиттер — база заперт с помощью источника смещения в цепи базы. Обратный ток коллектора $I_{кбо}$, протекая через внешнее сопротивление базы, создает небольшое прямое смещение на эмиттерном переходе. Поэтому из эмиттера в базовую область инжектируются неосновные носители, которые перемещаются к коллектору путем диффузии либо дрейфа, т. е. через базу протекает ток $I_э$.

Часть носителей достигает коллекторного перехода и образует ток $\alpha I_э$. Другая часть носителей рекомбинирует в базе и создает ток

$$I_б = (1-\alpha)\, I_э, \qquad (7.3)$$

протекающий через вывод базы в направлении, противоположном $I_{кбо}$.

Носители, достигшие коллекторного перехода, под действием сильного поля вызывают образование пар электрон — дырка. Дырки под действием поля объемного заряда переносятся в коллектор. Электроны под действием поля попадают в область базы, что стимулирует приток новых дырок в базу. Эмиттерный ток поддерживается при этом небольшим до тех пор, пока α меньше единицы. Если напряжение коллектора увеличить до пробивного, то начинается процесс лавинного нарастания тока в цепи эмиттер-коллектор.

При этом α становится больше единицы, а направление тока базы меняется.

Величина тока в базе определяется выражением

$$I_{б.\,м} = I_э (M_{\alpha_0} - 1). \qquad (7.4)$$

Из (7.4) видно, что, начиная с момента, когда $M_{\alpha_0} = 1$, базовый ток транзистора становится отрицательным и в дальнейшем возрастает. С увеличением тока базы увеличивается прямое смещение эмиттера и повышается эмиттерный ток за счет положительной обратной связи. Процесс нарастания тока длится до тех пор, пока носители заряда накапливаются в базе, так как умножение настолько интенсивно, что электроны, приходящие в базу со стороны коллектора, с избытком покрывают расход электронов на рекомбинацию в базе и инжекцию в эмиттер. К моменту, когда в базе прекращается накопление заряда, там создается некоторое распределение неосновных носителей, которое обеспечивает протекание диффузионного тока даже после прекращения процесса накопления, до тех пор, пока все неравновесные носители не покинут базовой области. При этом величина выходного тока ограничивается только общим омическим сопротивлением цепи и напряжением коллектора, необходимым для того, чтобы поддерживать значение α при этом токе немного большим единицы.

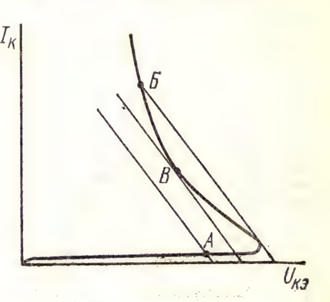


Рис. 7.16. Динамическая характеристика лавинного транзистора

В лавинном режиме коэффициент передачи тока для схемы ОЭ определяется выражением

$$\beta_M = \frac{M_{\alpha_0}}{1 - M_{\alpha_0}}. \qquad (7.5)$$

Напряжение коллектора, при котором $M = 1/\alpha$, есть напряжение пробоя для схемы ОЭ, так как при $\alpha_M = 1$, $\beta_M = \infty$. Таким образом, в режиме лавинного пробоя получается высокий коэффициент усиления.

На рис. 7.16 показана коллекторная характеристика транзистора с областью лавинного умножения. Описанному процессу соответствует смещение вправо нагрузочной прямой, первоначально пересекавшей характеристику в точке A, пока рабочая точка не пройдет через точку перегиба B, и стабилизируется при режиме большого тока в точке $Б$. Транзистор может быть возвращен в первоначальный режим с высоким сопротивлением только снятием на короткое время коллекторного напряжения или понижением его настолько, чтобы сместить нагрузочную линию левее точки $Б$ характеристики.

Разность между напряжением лавинного пробоя и напряжением установившегося значения получается достаточно большой, так как напряжение пробоя обычно достигает нескольких десятков вольт, а

напряжение установившегося значения не превышает нескольких вольт. Ток при включении обычно не превышает 100 мА.

В нагрузке, включенной последовательно с лавинным транзистором в цепь эмиттера или коллектора, протекает импульс тока, фронт которого определяется лавинными процессами. В связи с этим постоянная времени нарастания тока в лавинном транзисторе значительно меньше времени пролета неосновных носителей через базу и существенно зависит от коэффициента умножения. Кроме того, в режиме умножения тока через базу будет протекать значительный по величине ток основных носителей, который создает в области базы поле, увлекающее инжектированные носители к коллектору.

Лавинные транзисторы используются в качестве импульсных генераторов и формирователей импульсов, в генераторах СВЧ-колебаний, в генераторах белого шума и т. д.

Из преимуществ лавинного транзистора в первую очередь следует отметить:

а) возможность относительно просто формировать импульсы большой мощности с крутым фронтом;

б) схемы на лавинных транзисторах обладают очень высокой чувствительностью;

в) параметры формируемого импульса практически не зависят от параметров входного импульса.

Недостатком лавинного транзистора при его использовании в импульсных схемах является то, что отрицательный участок характеристики получается только при сравнительно высоком коллекторном напряжении (обычно более 20 В).

Удельное сопротивление германия, из которого изготовляют лавинный транзистор, не должно быть ниже 0,1 Ом·см, в противном случае пробой перехода будет определяться не лавинным, а туннельным эффектом.

Верхней границей удельного сопротивления является 1 Ом·см, которой соответствует напряжение $U_{пр} = 60$ В. Считается, что причиной пробоя является ударная ионизация.

Наиболее перспективным вариантом лавинного транзистора является p-n-p-меза-транзистор с использованием слоистой p^+-p-структуры, полученной методом эпитаксиального наращивания, в качестве коллекторной области.

Использование такой структуры приводит к значительному уменьшению последовательного сопротивления полупроводника в коллекторе и ограничивает область, в которой возможно расширение нейтрального базового слоя.

На рис. 7.17 приведена схема релаксационного генератора. В цепь базы включено сопротивление $R_б$, а в цепь коллектора емкость $C_к$ и резистор $R_к$.

При подключении питания емкость $C_к$ заряжается через сопротивление $R_к$. Транзистор находится в запертом состоянии, так как на базу подано запирающее смещение. По мере роста $U_к$ растет $\alpha = \alpha_0 M$. Когда $U_к$ достигнет $U_{к.проб}$, обратный ток коллектора резко возрастет. Протекая через сопротивление $R_б$, он увеличивает падение на-

пряжения между базой и эмиттером, в результате чего эмиттер отпирается и емкость разряжается через транзистор. При разряде конденсатора напряжение на коллекторе спадает приблизительно до U_α, при котором $\alpha=1$. Затем транзистор запирается, и весь цикл повторяется (рис. 7.18).

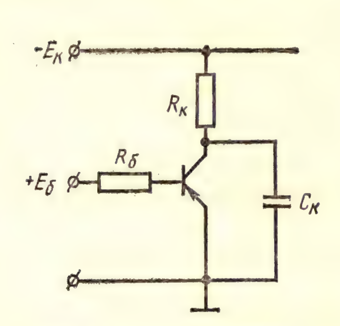


Рис. 7.17. Схема релаксационного генератора на лавинном транзисторе

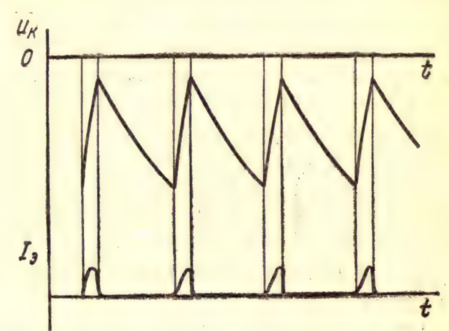


Рис. 7.18. Временные диаграммы напряжения коллектора и тока эмиттера

§ 7.4. ОДНОПЕРЕХОДНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

Однопереходный транзистор представляет собой полупроводниковый прибор с одним p-n-переходом, в котором модуляция сопротивления полупроводника вызвана инжекцией носителей p-n-переходом.

Однопереходный транзистор изготовляют из пластины высокоомного полупроводника с электропроводностью *n*-типа, он имеет два невыпрямляющих контакта к *n*-области и *p-n*-переход, расположенный между ними (рис. 7.19).

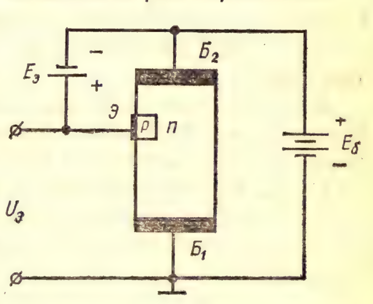


Рис. 7.19. Схема включения однопереходного транзистора

В некоторых случаях этот прибор называют двухбазовым диодом, так как область, примыкающая к одному из омических контактов, играет роль базы по отношению к переходу, а область, примыкающая ко второму контакту, работает в самостоятельной управляемой цепи и представляет вторую базу. Согласно схеме структуры однопереходного транзистора (рис. 7.19) принимается следующая терминология: электрод от выпрямляющего контакта — эмиттер (*Э*), электрод от нижнего невыпрямляющего контакта — первая база ($Б_1$) и электрод от верхнего невыпрямляющего контакта — вторая база ($Б_2$).

Подадим напряжение батареи $E_б$ на транзистор, как показано на рис. 7.19. При нулевом напряжении на эмиттере напряжение вдоль пластины распределится равномерно (рис. 7.20). Напряжение между

эмиттером и первой базой, как видно из рисунка, будет равно

$$U_{эб1} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} E_б, \tag{7.6}$$

где R_1 — сопротивление кристалла между нижним краем перехода и базой $Б_1$, а R_2 — сопротивление кристалла между нижним краем перехода и базой $Б_2$. Очевидно, что $R_1 + R_2$ сопротивление кристалла между базовыми контактами, а $E_б$ напряжение между ними.

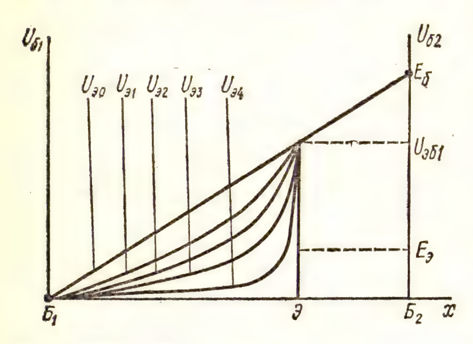


Рис. 7.20. Распределение потенциала в базе

Межбазовое сопротивление $R_1 + R_2$ обычно лежит в пределах $1 \div 10$ кОм. Соотношение $R_1/(R_1 + R_2)$ меняется в пределах $0{,}5 \div 0{,}8$.

Пусть теперь к *p-n*-переходу приложено напряжение смещения от батареи $E_э$. Если при этом внешнее напряжение, приложенное к эмиттеру, $U_э < U_{эб1}$, то эмиттер будет заперт, несмотря на положительный знак смещения, и через него течет обратный ток перехода $I_{э0}$. При увеличении $U_э$ наступает такой момент, когда напряжение $U_э$ превысит $U_{эб1}$, переход открывается и в базу инжектируются дырки. Неосновные носители в базе перемещаются к базе $Б_1$. Избыточные неосновные носители потребуют такого же количества основных носителей для компенсации возникшего объемного заряда. Инжектированные носители модулируют сопротивление участка полупроводника между эмиттером и общим выводом, в результате чего уменьшается величина напряжения $U_{эб}$ по сравнению с $U_э$. Эмиттерный переход еще больше смещается в прямом направлении, ток $I_э$ возрастает, напряжение $U_{эб1}$ уменьшается по сравнению с $U_э$. В свою очередь это вызывает возрастание тока между невыпрямляющими контактами и уменьшение напряжения $U_{эб1}$, что соответствует наличию отрицательного сопротивления. По мере дальнейшего возрастания тока $I_э$, модуляция прекращается и сопротивление структуры меняет знак с отрицательного на положительный.

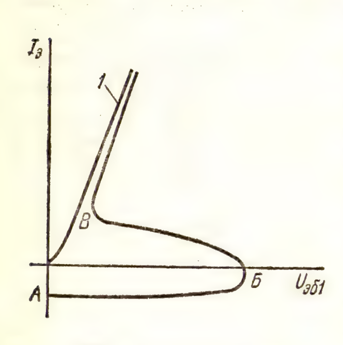


Рис. 7.21. Входная вольт-амперная характеристика однопереходного транзистора (*1* — характеристика при отключенной базе)

На рис. 7.21 приведена входная вольт-амперная характеристика однопереходного транзистора. При отключенной базе ($Б_2$) характеристика выглядит аналогично характеристике обычного диода.

В триодном включении при достаточно большом напряжении между невыпрямляющими контактами ($Б_1$ и $Б_2$ рис.7.19) переход заперт как при отрицательных, так и при положительных напряжениях $U_э$, не превышающих величины внутреннего напряжения $U_{эб1}$. Этому режиму соответствует участок характеристики (*АБ* на рис. 7.21), аналогичный характеристике обратно включенного *p-n*-перехода.

При напряжении на входе $U_э = U_{эб1}$ переход отпирается. Падающий участок вольт-амперной характеристики соответствует резкому падению напряжения на входе $U_э$ при возрастающем токе $I_э$ (*БВ* на рис. 7.21). Напряжение в точке максимума определяется из выражения

$$U_{max} \approx \frac{E_б R_1}{R_1 + R_2}. \tag{7.7}$$

Точка максимума U_{max}, которая при комнатной температуре появляется при малом положительном токе, с ростом температуры смещается в область отрицательных токов $I_э$.

Дальнейшее увеличение $I_э$ приводит к возрастанию $U_э$. Эта часть представляет собой прямую ветвь характеристики *p-n*-перехода, последовательно с которым включено небольшое сопротивление.

В таком включении прибор имеет участок отрицательного сопротивления между двумя участками положительного сопротивления. Вольт-амперная характеристика будет такова, что прибор сможет работать с двумя и одним устойчивыми состояниями, а также без устойчивых состояний в различных условиях переключения. Прибор, имеющий вольт-амперную характеристику такого типа, может быть использован в схемах релаксационных генераторов на одном транзисторе, так же как используются для этой цели тиристоры. Кроме того, однопереходный транзистор является усилительным прибором.

Связь между входом и выходом осуществляется по току через распределенное сопротивление базы. Усилительные свойства транзистора определяются соотношением концентраций основных равновесных и неосновных неравновесных носителей и их подвижностями. Чем больше будет количество инжектированных неравновесных носителей и чем меньше концентрация равновесных и их подвижность, тем больше будет относительное изменение проводимости.

Пусть напряжение на эмиттере изменится на величину $\Delta U_э$, что вызовет изменение тока эмиттера на величину $\Delta I_э$. Так как проводимость эмиттера существенно выше проводимости базы, то ток эмиттера состоит практически из дырочного тока:

$$\Delta i_э = S j_p = S e p \mu_p E. \tag{7.8}$$

Ток базы определяется как электронным, так и дырочным током:

$$\Delta i_б = S (j_p + j_n) = S e p E (\mu_n + \mu_p). \tag{7.9}$$

Ввиду того что электрическое поле в полупроводнике достаточно сильное, диффузионный ток значительно меньше дрейфового, и им пренебрегаем.

Коэффициент передачи тока определяется из соотношения

$$\alpha = \frac{\Delta i_б}{\Delta i_э} = \frac{j_p + j_n}{j_p} = 1 + \frac{\mu_n}{\mu_p}. \qquad (7.10)$$

Следует иметь в виду, что в числитель дроби входит подвижность основных носителей, а в знаменатель неосновных. Формула (7.10) не учитывает время пролета носителей между невыпрямляющими контактами и возможность рекомбинации неравновесных носителей, а также не отражает инжекционной способности перехода.

Полное выражение для коэффициента передачи тока α с учетом коэффициента переноса δ и эффективности эмиттера γ имеет вид

$$\alpha = \gamma\delta\left(1 + \frac{\mu_n}{\mu_p}\right). \qquad (7.11)$$

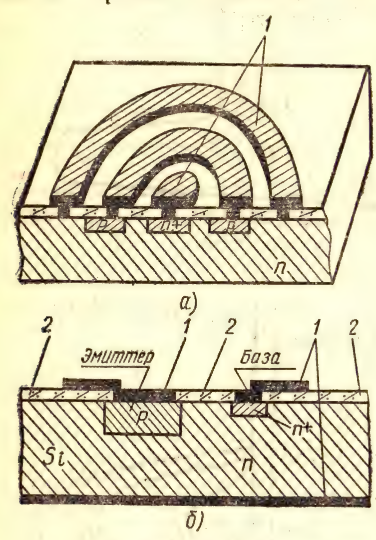
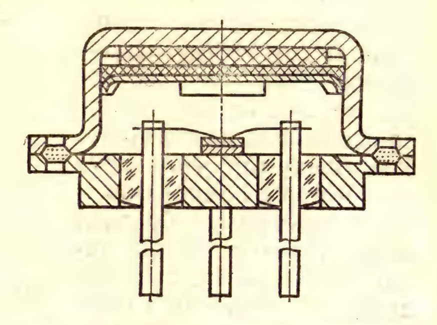


Рис. 7.22. Структуры планарных однопереходных транзисторов (*а, б*):

1 — контакты; 2 — окисел кремния


Рис. 7.23. Конструкция однопереходного транзистора

Однако практически можно добиться значений γ и δ, близких к единице, и коэффициент передачи тока будет определяться выражением (7.10). Ввиду того что подвижность электронов больше подвижности дырок, коэффициент передачи тока в соответствии с (7.10) будет также больше единицы.

Однопереходные транзисторы изготовляют в основном из германия, однако более перспективен кремний, так как он обладает лучшим отношением подвижностей μ_n/μ_p. Из этих же соображений для изготовления транзистора берется материал, имеющий электропроводность n-типа.

На рис. 7.22 приведены структуры наиболее распространенных планарных однопереходных транзисторов. На пластине кремния с электропроводностью n-типа с удельным сопротивлением 50 Ом·см через отверстия, вытравленные в окисле, диффузией примесей создают эмиттеры, затем создают базу n^+-типа. После этого осуществляют напыление алюминиевых контактов.

Конструкция однопереходного транзистора приведена на рис. 7.23.

§ 7.5. СВЕТОИЗЛУЧАЮЩИЕ ДИОДЫ

Светоизлучающим диодом СИД называется полупроводниковый прибор с одним переходом, в котором осуществляется непосредственное преобразование электрической энергии в энергию светового излучения за счет рекомбинации электронов и дырок, предназначенный для использования в устройствах визуального представления информации.

Действие светодиодов основано на инжекции неосновных носителей *p-n*-переходом и последующей излучательной рекомбинации избыточных электронов и дырок в *p*- и *n*-областях, поэтому их рабочее смещение — прямое. Попавшие в *p*-область электроны рекомбинируют с основными носителями заряда (дырками). Аналогично ведут себя дырки, инжектируемые в *n*-область. Выделяемая при этом энергия излучается в виде света или передается кристаллической решетке.

Свет в *p*- и *n*-областях возникает во всех участках, отстоящих от перехода на расстояние не более нескольких диффузионных длин, а его направление будет самым разнообразным. Используют обычно свет, выходящий перпендикулярно переходу из более тонкой *p*-области.

В полупроводниковых материалах с большой шириной запрещенной зоны (GaAs, GaP, SiC) вероятность излучательной рекомбинации достаточно высока, что и определяет возможность изготовления на их основе источников света. В отличие от указанных материалов в германии и кремнии процесс рекомбинации носителей с излучением света в обычных условиях маловероятен.

Одним из основных параметров светодиодов является д л и н а в о л н ы и з л у ч а е м о г о с в е т а λ, определяющая цвет свечения. Длина волны излучаемого света определяется разностью энергий уровней, между которыми происходит излучательный переход электронов, а в случае рекомбинации в результате перехода носителей заряда из зоны проводимости в валентную зону она определяется шириной запрещенной зоны полупроводника.

Такие источники света изготовляются из арсенида галлия и фосфида индия. В фосфиде галлия или карбиде кремния основную роль играют оптические переходы между примесными уровнями. Длина волны излучаемого света связана с разностью энергий уровней электронов ΔW соотношением

$$\lambda = \frac{hc}{\Delta W},$$

где h — постоянная Планка, c — скорость света.

Если ΔW подставлять в электронвольтах, то λ в микрометрах определяется простым соотношением:

$$\lambda = \frac{1,234}{\Delta W}.$$

В арсениде галлия, у которого ΔW примерно равна ширине запрещенной зоны (1,38 эВ), длина волны излучаемого света составляет 0,9 мкм, поэтому из арсенида галлия делают эффективные СИД ИК-диапазона.

Для того чтобы получить излучение в более коротковолновой области спектра, приходится использовать материал с большей шириной запрещенной зоны. На основе карбида кремния и фосфида галлия получены источники света с излучением в зеленой (SiC, GaP), желтой (SiC, GaP) и красной (GaP) областях видимого света.

В реальных приборах излучательный переход носителей заряда обычно происходит не между двумя уровнями, а между двумя группами тесно расположенных друг к другу энергетических уровней. Это приводит к тому, что спектр излучения оказывается размытым.

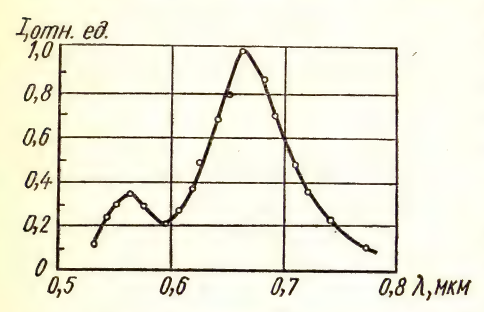


Рис. 7.24. Спектральное распределение интенсивности излучения светодиода из фосфида галлия при подаче прямого смещения

На рис. 7.24 приведено спектральное распределение интенсивности излучения светодиода из фосфида галлия.

При прямом смещении спектр излучения содержит два максимума — коротковолновый с $\lambda_1 = 0{,}570$ мкм (зеленая полоса) и длинноволновый с $\lambda_2 \approx 0{,}660$ мкм (красная полоса). Так как чувствительность глаза к зеленому цвету более высокая, чем к красному, то при показанном соотношении интенсивности излучения глаз воспринимает этот спектр как желтый цвет.

Размытие спектра излучения характеризуется обычно шириной кривой спектрального распределения на полувысоте, т. е. расстоянием между двумя точками на этой кривой,соответствующим половине максимума интенсивности. Ширина кривой спектрального распределения относится к числу основных параметров светодиодов.

Важнейшим параметром светодиода является к. п. д. η.

К. п. д. полупроводниковых источников света определяется как отношение мощности излучения к электрической мощности, подводимой к прибору, и теоретически равен 100%. Однако на практике достигнутое значение к. п. д. не превышает 1%. Это объясняется прежде всего тем, что в реальных приборах имеют место безызлучательные механизмы рекомбинации носителей заряда. Задача увеличения доли излучательной рекомбинации в общем рекомбинационном процессе оказывается достаточно сложной и определяется степенью совершенства кристаллической структуры полупроводника, наличием в нем посторонних примесей, технологией изготовления прибора и т. д. Кроме того, уменьшение к. п. д. в реальных приборах обусловлено потерями излучения на полное отражение и поглощение в кристалле и оптических элементах конструкции. Для количественной оценки и сравнения электромагнитного излучения применяют энергетические и фотометрические величины.

Энергетической величиной является *поток* или *мощность излучения* — полная энергия, излучаемая источником во всех направлениях в единицу времени (измеряется в ваттах). СИД ИК-

диапазона характеризуют этой величиной. Для СИД видимого диапазона аналогичным параметром является фотометрическая величина — световой поток — поток лучистой энергии, оцениваемый по зрительному ощущению (измеряется в люменах).

Основным параметром СИД является яркость — световой поток, испускаемый с единицы поверхности внутри единичного телесного угла. Яркость измеряют в кд/м^2 (кд/м^2 = лм/м^2 · ср). Для наглядного представления укажем, что световой поток в 680 лм на длине волны 0,55 мкм (зеленый цвет) эквивалентен мощности излучения в 1 Вт.

Световой поток и мощность излучения определяются конструкцией прибора. Чем больший ток можно пропускать через прибор без существенного его подогрева, тем больше яркость или мощность излучения соответственно.

Работа светодиодов возможна в импульсном режиме. При этом через прибор можно пропускать значительно большие токи и, следовательно, получать в импульсе большую мощность излучения.

Отличительным свойством светодиодов является их малая инерционность. Она составляет величину 10^{-8} — 10^{-9} с. Благодаря малым временам жизни неосновных носителей возможна работа светодиодов на частотах до 100 МГц. Так, например, на основе карбидокремниевого перехода создан излучатель наносекундных импульсов света с собственными фронтами нарастания и спада светового импульса порядка 3 нс и нестабильность амплитуды световой вспышки во времени 1%.

Световые импульсы наблюдаются и при обратном включении светодиода. В этом случае свет излучается электронно-дырочной плазмой, возникающей при пробое. Однако при прямом включении светодиода интенсивность излучения превышает интенсивность при обратном включении.

Выпускается несколько типов светодиодов: индикаторные, импульсные и инфракрасные излучатели. Основными материалами для источников света являются фосфид галлия и тройные соединения элементов групп III и V, в том числе арсенид-фосфид галлия и арсенид галлия-алюминия. Кроме того, светоизлучающие диоды изготовляются из GaAs, покрываемого тонким слоем люминофоров, преобразующих инфракрасное излучение в видимое.

Наиболее распространенным методом изготовления светодиодов является диффузионный метод. В качестве исходного материала для получения красного излучения берется монокристалл фосфида галлия, полученный методом выращивания из расплава, легированного теллуром и кислородом; *p-n*-переход создается диффузией цинка. Присутствие комплексов цинк — кислород обеспечивает излучательную рекомбинацию с длиной волны 660 нм.

Другим распространенным способом изготовления светодиодов из фосфида галлия является метод жидкофазной эпитаксии. Подложкой служит монокристалл фосфида галлия *n*-типа, выращенный из расплава и легированный теллуром. На него методом жидкофазной эпитаксии наращивается слой фосфида галлия *n*-типа, легированный теллуром и азотом. Переход образуется при последующем наращивании

эпитаксиального слоя p-типа, легированного цинком. Наличие азота обеспечивает излучение зеленого цвета с длиной волны 570 нм.

Одна из конструкций светодиода показана на рис. 7.25. Кристалл приваривается к ножке с выводами, которая монтируется в коваровый или керамический баллон, обладающий очень малой емкостью, иногда коаксиальной конструкции. Верхняя часть корпуса содержит стеклянную (или из эпоксидной смолы) линзу, которая служит выходным окном для излучения и концентрирует излучение в узком конусе.

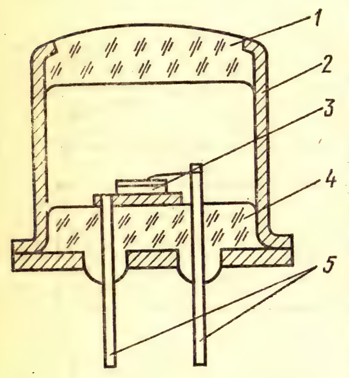


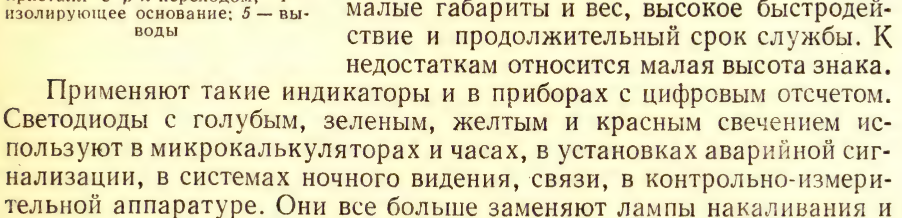
Рис. 7.25. Устройство светодиода:

1 — линза; *2* — металлический баллон; *3* — полупроводниковый кристалл с p-n-переходом; *4* — изолирующее основание; *5* — выводы

Широко применяют для изготовления светоизлучающих диодов пластмассовые корпуса.

В настоящее время светодиоды выпускают не только в виде одиночных источников, но и в виде матриц. Так создана панель монолитной конструкции, содержащая 7000 диодов и позволяющая индицировать одновременно 200 знаков.

Светодиоды широко применяются в качестве буквенно-цифровых индикаторов и индикаторных панелей. Такие индикаторы работают от источников питания с напряжением 5 В и могут возбуждаться интегральными схемами. Преимущество таких индикаторов по сравнению с ламповыми — малые габариты и вес, высокое быстродействие и продолжительный срок службы. К недостаткам относится малая высота знака.



Применяют такие индикаторы и в приборах с цифровым отсчетом. Светодиоды с голубым, зеленым, желтым и красным свечением используют в микрокалькуляторах и часах, в установках аварийной сигнализации, в системах ночного видения, связи, в контрольно-измерительной аппаратуре. Они все больше заменяют лампы накаливания и газоразрядные источники света.

Глава 8

ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ

§ 8.1. ТЕРМОЭЛЕКТРОГЕНЕРАТОРЫ

Термоэлектрогенераторы — это полупроводниковые устройства непосредственного превращения тепловой энергии в электрическую.

Явление термоэлектродвижущей силы (термо-э. д. с.) открыто Зеебеком в 1821 г. и уже более ста лет широко используется при измерении температур, а также при измерениях, которые могут быть сведены к измерению температуры (радиометры, термоприборы, вакуумметры и др.). В середине текущего столетия это явление было использовано при создании термоэлектрогенераторов.

Рассмотрим механизм возникновения термо-э.д.с. в полупроводниках и основные характеристики, определяющие термоэлектрогенератор.

Пусть полупроводник имеет форму длинного тонкого бруска с металлическими контактами на обоих концах (рис. 8.1, *а*, *б*). Термо-э.д.с. в полупроводнике возникает, когда один конец его обладает более высокой температурой (так называемый горячий конец), чем другой (холодный конец). На горячем конце концентрация носителей зарядов больше, если не все уровни ионизированы, и тепловая их энергия выше, чем на холодном. При этом возникает диффузионный поток носителей к холодному концу в большем количестве, чем в обратном направлении (рис. 8.1, *а*, *б*).

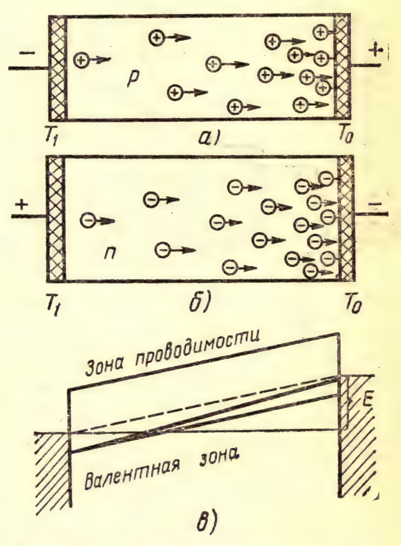


Рис. 8.1. Термоэлектрическая цепь и зонная диаграмма

Если полупроводник электронный, то холодный конец получит избыточный отрицательный заряд электронов, а горячий — нескомпенсированный положительный заряд доноров. Если полупроводник дырочный, то на холодном конце оказывается положительный избыточный заряд дырок, а на горячем — нескомпенсированный отрицательный заряд акцепторов. Если полупроводник изолирован, то по мере роста разности потенциалов внутри полупроводника нарастает электрическое поле, замедляющее поток электронов (дырок) от горячего конца к холодному и ускоряющее поток в обратном направлении. Через некоторое время между горячим и холодным концами установится такая разность потенциалов, при которой потоки в обоих направлениях сравняются; это равновесие и определит термо-э. д. с. Она достигает величины 1 мВ на 1° разности температур.

Рассмотрим термоэлектрические свойства полупроводников с помощью зонной диаграммы полупроводника *p*-типа. Уровень Ферми и край зоны в полупроводнике устанавливаются так, как показано на рис. 8.1, *в*, — наклонными. Уровень Ферми наклоняется несколько положе, чем граница зон, так как концентрация дырок у контакта холодного конца возрастает. Уровень Ферми в полупроводнике является продолжением уровней Ферми в металлах обоих контактов, которые не меняются при изменении температуры, как это происходит внутри полупроводника. На рис. 8.1, *в* уровни Ферми в металлических проводниках показаны горизонтальными, и термо-э.д.с. в цепи определяется разностью высот уровня Ферми на концах полупроводника. В случае полупроводника *n*-типа правый конец бруска приобретает отрицательный потенциал относительно левого конца.

Если полупроводник, в котором существует разность температур, составляет часть замкнутой электрической цепи, то поток зарядов создает электрический ток в цепи. Особенно выгодно устройство, в котором цепь составлена из полупроводника n- и p-типа (рис. 8.2). Именно по такому принципу создаются термоэлементы.

Металлическая пластинка, соединяющая полупроводники с электропроводностью n- и p-типа, подогревается источником тепла. Два противоположных охлаждаемых конца полупроводников присоединены к цепи нагрузки $R_{н}$, использующей создаваемую термоэлементом электроэнергию. При включении нагрузки $R_{н}$ ток будет направлен в стержне p-типа от горячего конца к холодному, а в стержне n-типа от холодного к горячему, поэтому ток через нагрузочное сопротивление будет складываться из двух этих токов.

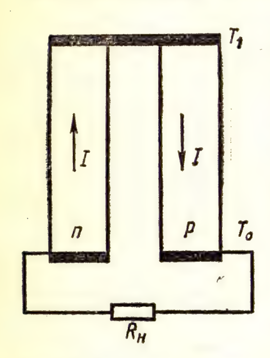


Рис. 8.2. Схема термоэлектрогенератора

Если температура горячих концов термоэлемента T_1, холодных T_0, термо-э. д. с., возникающие в стержнях, α_n и α_p, то удельная термо-э. д. с. α, действующая в термоэлементе, равна сумме термо-э. д. с. отдельных его ветвей:

$$\alpha=\alpha_n+\alpha_p. \tag{8.1}$$

Коэффициент термо-э. д. с. имеет отрицательный знак для электронных полупроводников и положительный для дырочных.

Общая э. д. с. термоэлемента

$$E=(\alpha_n+\alpha_p)(T_1-T_0). \tag{8.2}$$

Ток, протекающий в цепи нагрузки,

$$I=E/(R_{н}+R_0), \tag{8.3}$$

где R_0 — внутреннее сопротивление термоэлементов.

Полезная мощность, которую получают в нагрузке,

$$P_{н}=UI, \tag{8.4}$$

где U — напряжение на сопротивлении нагрузки термоэлемента.

Причем

$$\frac{U}{E}=\frac{R_{н}}{R_{н}+R_0}, \quad U=\frac{ER_{н}}{R_{н}+R_0}, \tag{8.5}$$

а

$$P_{н}=\frac{E^2 R_{н}}{(R_{н}+R_0)^2}=\frac{(\alpha_n+\alpha_p)^2(T_1-T_0)^2R_{н}}{(R_{н}+R_0)^2}. \tag{8.6}$$

Наибольшего значения $P_{н}$ достигает, если $R_{н}=R_0$:

$$P_{н\,max}=\frac{(\alpha_{н}+\alpha_p)^2\,(T_1-T_0)^2}{4R_{н}}. \tag{8.7}$$

Вся мощность, развиваемая термоэлементом:

$$EI=\frac{(\alpha_n+\alpha_p)^2\,(T_1-T_0)^2}{2R_{н}}. \tag{8.8}$$

Важнейшим параметром термоэлемента является коэффициент полезного действия η, который определяется как отношение полезной мощности $P_н$ к тепловой энергии Q, сообщаемой горячему спаю:

$$\eta = P_н / Q. \qquad (8.9)$$

Величина к. п. д. термогенератора зависит от коэффициента α, коэффициента теплопроводности материала полупроводника λ и удельной электрической проводимости его σ:

$$\eta \approx \frac{\alpha^2 \sigma}{\lambda} (T_1 - T_0). \qquad (8.10)$$

Максимальный к. п. д.

$$\eta_{max} = (T_1 - T_0)/T_0. \qquad (8.11)$$

Однако он не учитывает потери тепла в брусках за счет теплопроводности, а также потери от нагревания полупроводниковых брусков током, протекающим по ним. Эти неизбежные процессы резко снижают к. п. д. термоэлементов. Реальные значения к. п. д.— 10÷30%.

Единичный элемент термогенератора дает в рабочем состоянии небольшое напряжение. Для получения необходимых величин напряжений и токов элементы соединяются последовательно в батареи, при этом повышается отдаваемая мощность и к. п. д.

Основными преимуществами термоэлектрогенераторов являются относительно большой срок службы и хранения.

Мощность термоэлектрогенераторов, выпускаемых промышленностью, Вт:

ТГК-3	6
ТКК-9	9,6
ТГУ-1	14
«Ромашка»	500

В настоящее время созданы термоэлектрогенераторы на 5 кВт и больше.

§ 8.2. ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ БАТАРЕИ

Термоэлектрические батареи представляют собой полупроводниковые устройства, непосредственно преобразующие электрическую энергию в тепло или в холод в зависимости от полярности приложенного напряжения.

Принцип действия термоэлектрической батареи основан на эффекте Пельтье, который заключается в том, что при пропускании электрического тока через контакт двух металлов или полупроводников в зависимости от направления тока температура спая понижается или повышается. Нагрев и охлаждение происходят за счет того, что у носителей заряда при прохождении через контакт меняется средняя кинетическая энергия. В качестве примера рассмотрим энергетический баланс при прохождении тока через контакт металл — полупроводник n-типа. На рис. 8.3 приведена зонная диаграмма. Допустим, электроны перемещаются через контакт из полупроводника в металл.

Как видно из рисунка, средняя кинетическая энергия электрона в полупроводнике на ΔE выше, чем в металле. Следовательно, каждый электрон, пересекающий контакт, отдает избыточную энергию атомам металла, которая выделяется в виде тепла вблизи контакта, на расстоянии нескольких средних длин свободных пробегов от перехода.

Если изменить полярность внешнего источника, то для тока, идущего в обратном направлении, точно такое же количество тепла должно поглотиться на контакте. Действительно, чтобы пройти из металла в полупроводник через контакт, электрон должен иметь энергию, по меньшей мере на ΔE бо́льшую, чем средняя кинетическая энергия в металле. Очевидно, что только часть электронов в металле имеет достаточную энергию, чтобы перейти через контакт. Следовательно, каждый электрон, переходящий из металла в полупроводник, уносит с собой энергию ΔE. Эта энергия не сообщается полупроводнику, так как электроны, попавшие в полупроводник, находятся в термодинамическом равновесии с остальными имеющимися там электронами. Энергия непрерывно поглощается в приконтактной области, вследствие чего контакт охлаждается.

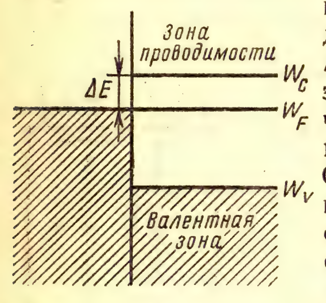


Рис. 8.3. Упрощенная энергетическая диаграмма контакта электронного полупроводника с металлом

Коэффициент, показывающий степень нагрева или охлаждения, называют коэффициентом Пельтье. Он представляет собой отношение количества выделившегося или поглощенного тепла (в джоулях) к прошедшему через контакт заряду (в кулонах):

$$\Pi = \pm \frac{\Delta E}{e} = \alpha T, \qquad (8.12)$$

где α — коэффициент термо-э. д. с., знак которого зависит от направления тока.

Количество тепла, которое поглощается (выделяется) в спае,

$$Q = \Pi I t,$$

где t — длительность прохождения тока.

Выделяемое тепло значительно выше при равных условиях у полупроводников, так как α у них намного выше, чем у металлов.

Основной частью термобатареи является термоэлемент, состоящий из полупроводниковых стержней p- и n-типа, соединенных металлическим мостиком (рис. 8.4). Как видно из рис. 8.4, термоэлемент представляет собой не что иное как термоэлектрогенератор (см. рис. 8.2), у которого разорвана цепь нагрузки и вместо нее подведено постоянное напряжение. Под действием напряжения через термоэлемент протекает ток в направлении, указанном стрелкой на рис. 8.4. В начальный момент времени при $I = 0$ все контакты термоэлемента находятся при одинаковой температуре. При прохождении

тока I нижние контакты выделяют тепло Пельтье, а верхние поглощают, и между ними возникает некоторая разность температур.

Количество тепла, отнимаемое от охлаждаемого спая,

$$Q_х = \alpha T_х It,$$

где $T_х$ — температура холодного спая, К.

В теплом спае выделяется тепло

$$Q_г = \alpha T_г It.$$

Если температуру нагреваемого контакта поддерживать постоянной за счет теплоотвода, то между контактами возникает стационарная разность температур:

$$\Delta T = T_г - T_х.$$

Отношение выделяемого и поглощаемого тепла

$$Q_г / Q_х = T_г / T_х.$$

Разность тепловых энергий компенсируется электрической энергией:

$$Q_г - Q_х = W.$$

Отношение затрачиваемой электроэнергии к теплоте, выделяемой на теплом спае,

$$W/Q_г = (Q_г - Q_х)/Q_г = (T_г - T_х)/T_г.$$

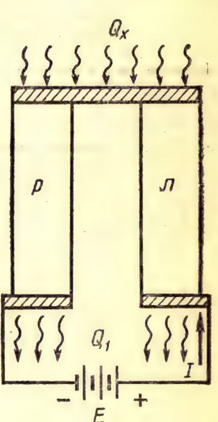


Рис. 8.4. Схема термоэлемента

Наряду с поглощением тепла Пельтье при протекании тока через термоэлемент наблюдается выделение джоулева тепла в стержнях элемента $Q = I^2R$, где R — омическое сопротивление термоэлемента. Примерно половина джоулева тепла выделяется на холодном спае. При больших значениях протекающего тока величина джоулева тепла превышает количество поглощенного тепла Пельтье, и вместо холодного контакт становится горячим. Для определения оптимального значения тока запишем выражение для суммы поглощаемого и выделяемого тепла на контакте за единицу времени:

$$Q_х = 0{,}5 I^2 R - ПI. \quad (8.13)$$

Решая это уравнение, найдем оптимальное значение тока $I_{опт}$, которому соответствует максимальное охлаждение:

$$I_{опт} = П/R. \quad (8.14)$$

Подставляя значение (8.14) в выражение (8.13), получим выражение для максимального охлаждения:

$$Q_{х\,max} = -\frac{П^2}{2R}. \quad (8.15)$$

Как видно из выражения (8.15), для повышения эффективности термоэлемента целесообразно выбирать низкие значения R, однако в приведенных расчетах не учитывалась теплопроводность стержней. При уменьшении R возрастает теплопроводность полупроводника, хо-

лодный контакт будет сильней нагреваться от горячего, т. е. здесь также нужно искать компромиссное решение. Следует учесть также возникновение термо-э. д. с. на стержне за счет разности температур ΔT. Строгий учет всех этих явлений позволяет оценить основные параметры, характеризующие термоэлемент, а также выбрать оптимальную его геометрию и материалы.

Важнейшим параметром термоэлемента является холодильный коэффициент K — отношение количества отведенного термоэлементом тепла к затраченной электрической мощности в единицу времени:

$$K = \frac{Q_{\text{х}}}{W} = \frac{Q_{\text{п}} - 0,5Q_{\text{дж}} - Q_{\text{т}}}{Q_{\text{дж}} + Q_{\text{т-э. д. с.}}}. \tag{8.16}$$

где $Q_{\text{п}}$ — тепло Пельтье; $Q_{\text{дж}}$ — джоулево тепло; $Q_{\text{т}}$ — тепло, переходящее к холодному контакту путем теплопроводности; $Q_{\text{т-э.д.с.}}$ — мощность, расходуемая на преодоление термо-э. д. с., возникающей за счет разности температур ΔT в стержне. Раскрывая значения Q, получим выражение для холодильного коэффициента

$$K = \frac{\alpha I T_{\text{х}} - 0,5 I^2 R - \frac{\alpha}{Rz}\Delta T}{I(\alpha_{\text{т}}\Delta T + IR)}, \tag{8.17}$$

где z — эффективность термоэлемента — один из важных его параметров;

$$z = \frac{\alpha^2}{R\lambda}. \tag{8.18}$$

При использовании термоэлемента в качестве нагревателя важнейшим параметром является отопительный коэффициент L, который определяется как отношение подведенного к термоэлементу тепла к затраченной электрической мощности.

Пользуясь законами термодинамики, можно установить зависимость между коэффициентами K и L:

$$L = 1 + K.$$

Охлаждение, вызываемое термоэлектрической батареей, используется для создания холодильника. Теплые спаи отдают получаемое ими тепло $Q_{\text{г}}$ в окружающий воздух или в используемую для их охлаждения водопроводную воду; холодные спаи, находящиеся внутри холодильника, отнимают тепло, поддерживая в нем желательную низкую температуру.

Разработано несколько типов полупроводниковых термоэлектрохолодильников как для бытовых целей, так и для охлаждения и термостатирования различных электронных устройств.

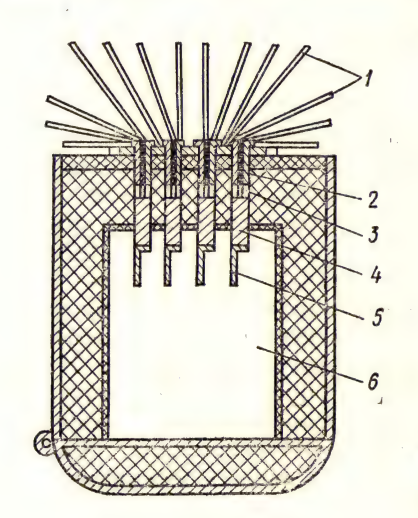
На рис. 8.5 показана конструкция домашнего холодильника.

Батарея, представляющая основную часть холодильника, состоит из последовательно соединенных элементов (рис. 8.6). При подключении напряжения (как показано на рис. 8.6) в нижних спаях будет выделяться тепло Пельтье, а в верхних — поглощаться.

Поддерживая нижние спаи при определенной постоянной температуре за счет теплообмена с окружающей средой, получим на верхних спаях пониженную температуру.

Термоблок в сборе состоит из батареи последовательно соединенных элементов, наружного радиатора для отвода тепла от горячих спаев и внутреннего радиатора для интенсивного теплообмена между холодными спаями и воздухом внутри холодильной камеры.

Термоэлемент обычно выполняется в виде плиты, на одну сторону которой выходят горячие спаи, а на другую — холодные или в виде



←Рис. 8.5. Поперечный разрез холодильника с полупроводниковой термоэлектробатареей:

1 — радиаторы для отвода тепла; 2 — горячие контакты; 3 — термоэлементы; 4 — холодные контакты; 5 — радиаторы для теплообмена между холодными спаями и воздухом внутри холодильной камеры; 6 — полезный объем холодильника

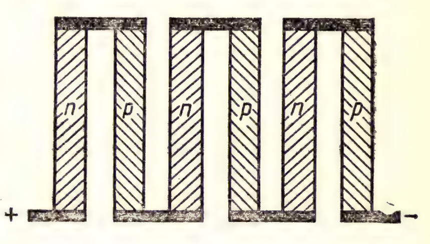


Рис. 8.6. Батарея из последовательно соединенных элементов

цилиндра, состоящего из набора пластин электронного и дырочного полупроводника, соединенных перемычкой по внутреннему или наружному краям.

Радиатором может служить кожух, специальные ребренные, с одной стороны, неметаллические плиты или металлические пластинки которого выполняют одновременно роль электродов термоэлементов. Для осуществления более интенсивного теплообмена применяют жидкостное или воздушное принудительное охлаждение.

Пространство между кожухом заполняется теплоизоляционным материалом.

Очевидно, чем лучше теплоизоляция охлаждающихся контактов, тем более низкой температуры они достигнут.

Удельное сопротивление полупроводниковых материалов, применяющихся в термоэлементах, составляет приблизительно 10^{-3} Ом·см, длина ветвей обычно выбирается в пределах $1 \div 0{,}5$ см.

Для снижения переходных сопротивлений в контакте торцы ветвей термоэлементов облуживают сплавом висмута с оловом. Такие сплавы хорошо смачивают материалы ветвей, не образуют с ними высокоомных соединений и не диффундируют в материалы ветвей.

Более глубокое охлаждение может быть достигнуто каскадным включением батарей. Холодные спаи одной термообработки отнимают тепло непосредственно от объекта, подлежащего охлаждению, вторая батарея отнимает тепло, выделяющееся на горячих спаях первой, третья — на горячих спаях второй и т. д.

В многокаскадных батареях достигается максимальное повышение холодильного коэффициента.

Термоэлементы нашли широкое применение для термостатирования. Применение термоэлементов позволило использовать изделия с полупроводниковыми приборами в условиях повышенных температур окружающей среды, превышающих предельные значения для полупроводниковых приборов. Микроминиатюризация аппаратуры потребовала термостатирования малых объемов. Учитывая, что в термоэлементах одна система спаев охлаждается, а другая нагревается, легко осуществлять терморегулирование. В зависимости от температуры в объеме, где она поддерживается постоянной, срабатывает реле и направление тока изменяется, в результате вместо охлаждения начинается нагревание спаев, пока температура не установится заданной, а реле опять не переключится.

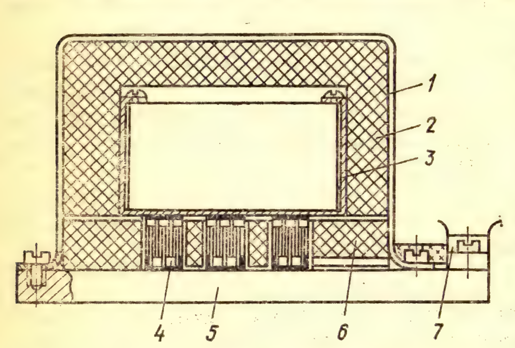


Рис. 8.7. Конструкция термоэлектрического термостата для радиоэлектронной аппаратуры:

1 — кожух; *2* — теплоизоляционная оболочка; *3* — внутренний кожух; *4* — термоблок; *5* — теплоотводящее основание; *6* — теплоизоляционная прокладка; *7* — электрический разъем

С помощью термоэлементов можно стабилизировать температуру с точностью до $\pm 0{,}001$ К.

На рис. 8.7 приведена конструкция микротермостата. Он состоит из внешнего теплоотвода — кожуха, теплоизоляционной оболочки и термоблока, который в свою очередь состоит из внутренней термоотводящей оболочки, теплоотводящего основания и батареи термоэлементов.

Стенки термостата представляют собой два теплопроводящих кожуха (медь, дюралюминий, или латунь), в промежутке между которыми прокладывается слой теплоизоляции (пенопласт), так как необходимо обеспечить хороший теплоотвод от контактов и ограничить теплоприток извне в термостатируемый объем.

Холодные спаи термобатареи должны находиться в тепловом контакте с объектом, подлежащим охлаждению. Обычно он крепится к корпусу внутренней оболочки винтами, теплопроводными компаундами или припаивается к монтажным лепесткам.

Принципиально не отличаются от описанных термостатов и термоэлектрические батареи, применяемые для поддержания постоянной температуры в жилых или производственных помещениях. В зависи-

мости от температуры снаружи устройство будет либо нагревать, либо охлаждать помещение. Действительно, достаточно изменить направление тока на противоположное, как на наружных спаях начнет выделяться тепло, а спаи, нагревавшие помещение, будут отнимать тепло, охлаждая помещение. Регулируя силу и направление тока в батарее, можно поддерживать в помещении одинаковую температуру при любых температурах окружающей среды.

В отличие от прямого подогрева джоулевым теплом, в термоэлектрических подогревателях электрическая энергия служит средством переноса тепла от холодных контактов к горячим. Таким образом, на горячих контактах выделяется тепловой энергии больше, чем было затрачено электрической. Так, например, при $\Delta T = 10$ К на каждый ватт выделяемого на контактах горячих концов тепла необходимо затратить не более 0,2 Вт электрической энергии, при $\Delta T = 20$ К — — 0,3 Вт, при $\Delta T = 30$ К — 0,5 Вт.

§ 8.3. ТЕРМОРЕЗИСТОРЫ

Терморезистором называют полупроводниковый резистор, основное свойство которого заключается в способности изменять свое электрическое сопротивление при изменении его температуры.

Терморезистор представляет собой определенной формы полупроводник одного типа электропроводности с двумя невыпрямляющими контактами.

Электропроводность полупроводников сильно изменяется с изменением температуры.

Измеряя сопротивление полупроводника, можно судить о его температуре, т. е. применять его в качестве термометра. Такие термометры сопротивления или терморезисторы нашли широкое применение в технике. Терморезисторы могут быть изготовлены самых различных размеров и форм и с большим разнообразием термических и электрических характеристик.

Малые размеры, высокая механическая прочность и большой срок службы терморезисторов обусловили широкое применение их в технике. Терморезисторы используют для дистанционного и централизованного измерения и регулирования температуры, в качестве реле времени, генераторов, модуляторов и усилителей низких частот, стабилизаторов напряжений, предохранителей, дистанционных бесконтактных переменных резисторов и т. д.

Наибольшее распространение получили терморезисторы с отрицательным температурным коэффициентом, т. е. у которых при увеличении температуры сопротивление уменьшается. Наряду с ними используют высокочувствительные терморезисторы с положительным температурным коэффициентом сопротивления. Среди них особое место занимают так называемые п о з и с т о р ы. В определенном интервале температур позистор имеет очень высокий температурный коэффициент сопротивления, поэтому их широко применяют в схемах защиты.

В зависимости от способа управления температурой полупроводникового элемента терморезисторы подразделяют на два класса — прямого и косвенного подогрева.

Терморезистор п р я м о г о   п о д о г р е в а — это двухполюсник, электрическое сопротивление которого изменяется при изменении его температуры в результате рассеивания мощности в термочувствительном элементе терморезистора за счет протекающего через него тока подогрева.

Терморезистор к о с в е н н о г о   п о д о г р е в а действует на основе того же принципа, что и терморезистор прямого подогрева, но в результате рассеивания мощности в подогревателе терморезистора.

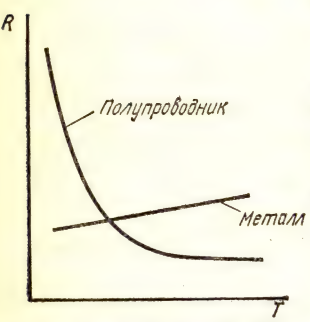


Рис. 8.8. Зависимости сопротивлений терморезистора и металлического резистора от температуры

Зависимость удельного сопротивления полупроводника от температуры в ограниченном интервале температуры носит экспоненциальный характер. Поэтому зависимость сопротивления терморезистора от температуры в рабочем интервале температур можно записать как



$$R = R_\infty \exp\frac{B}{T}, \qquad (8.19)$$

где T — температура, К; R_∞ — условное сопротивление терморезистора при $T = \infty$; B — температурная постоянная.

На рис. 8.8 приведены зависимости сопротивления от температуры для терморезистора и в качестве сравнения для металлизированного резистора. Как видно из рисунка, сопротивление металла с ростом температуры увеличивается линейно, хотя и незначительно, в то время как сопротивление терморезистора убывает по закону, близкому к экспоненциальному.

Параметры и характеристики терморезисторов

Рассмотрим основные параметры и характеристики терморезисторов прямого подогрева.

На рис. 8.9 приведены с т а т и ч е с к и е   х а р а к т е р и с т и к и терморезисторов. Они имеют ярко выраженную нелинейность. При снятии характеристики после определения значения тока делалась достаточная выдержка времени до отсчета напряжения, чтобы температура терморезистора установилась. Рассмотрим характеристику с отрицательным участком I, наиболее распространенную для терморезисторов.

На начальном участке *аб* (рис. 8.9), на котором $dU/dI > 0$, характеристика близка к линейной, так как при достаточно малых токах мощность рассеяния мала, чтобы нагреть терморезистор. На этом участке соблюдается закон Ома, дифференциальное сопротивление положительно.

При повышенных токах и напряжениях температура терморезистора возрастает. При дальнейшем повышении тока сопротивление терморезистора падает, следовательно, снижается рост напряжения на нем. Поэтому характеристика отклоняется вправо от начальной прямолинейной части. Крутизна вольт-амперной характеристики уменьшается. При некотором значении тока I_m (см. точку *б* на рис. 8.9) относительное увеличение тока становится равным вызванному им относительному понижению сопротивления, в результате чего напряжение на терморезисторе остается постоянным и достигает максимального значения U_m.

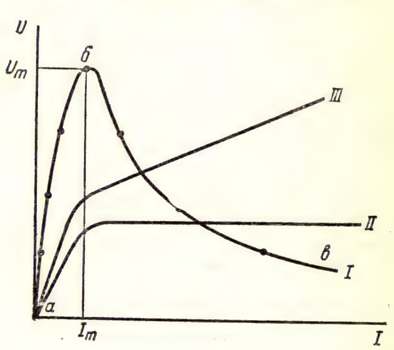


Рис. 8.9. Статические характеристики терморезисторов

Этому значению тока соответствует максимум кривой. При дальнейшем увеличении тока сопротивление понижается сильнее, чем увеличивается ток, и напряжение начинает уменьшаться (участок *бв* на рис. 8.9). На этом участке $dU/dI < 0$, т. е. дифференциальное сопротивление отрицательно. Именно этот участок является рабочей частью вольт-амперной характеристики терморезистора.

Технологические приемы позволяют менять вольт-амперную характеристику терморезистора в широких пределах.

Чтобы служить стабилизатором напряжения, терморезистор должен работать в режиме, соответствующем вершине кривой. Поэтому у терморезисторов, предназначенных для этих целей, падающий участок характеристики отсутствует. На значительном участке она идет параллельно оси токов (рис. 8.9, кривая *II*).

У других типов терморезисторов на протяжении всей вольт-амперной характеристики увеличение тока терморезистора вызывает увеличение напряжения (рис. 8.9, кривая *III*). Такие терморезисторы применяют в измерительных схемах.

Форму вольт-амперной характеристики можно корректировать за счет параллельно-последовательного соединения терморезисторов. В некоторых случаях соединяют терморезисторы с обычными резисторами, конденсаторами и индуктивными катушками.

Увеличение температуры внешней среды вызывает дополнительный нагрев терморезистора и уменьшение его сопротивления. При том же значении тока и напряжения мощность рассеяния на терморезисторе снизится, так как

$$U = IR, \quad P = I^2 R$$

и вольт-амперная характеристика сместится вниз (рис. 8.10). Очевидно, что при понижении температуры вольт-амперная характеристика сместится вверх.

На рис. 8.11 приведена вольт-амперная характеристика позистора. С увеличением температуры окружающей среды точка максимума

тока сдвигается влево, так как требуется меньшая мощность для нагрева до критической температуры.

Основным параметром терморезистора является **номинальное сопротивление** или, как его часто называют, «холодное» сопротивление R_0. Оно измеряется на постоянном токе при некоторой исходной температуре, обычно при 20°С. В справочниках указывают также допустимое отклонение от номинального сопротивления. Для большинства типов терморезисторов оно составляет $\pm 20\%$.

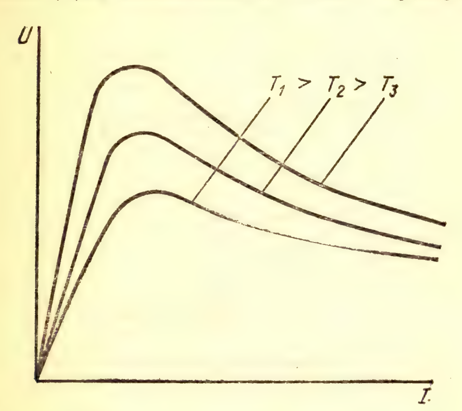


Рис. 8.10. Статические вольт-амперные характеристики терморезистора при различных температурах

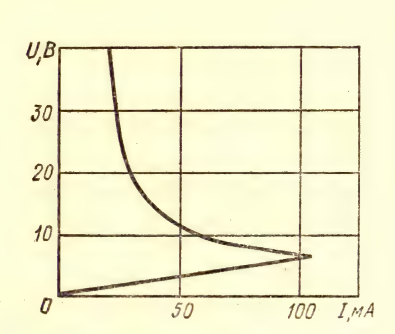


Рис. 8.11. Вольт-амперная характеристика позистора

«Холодное» сопротивление терморезисторов может быть от нескольких омов до нескольких сот килоомов и имеет значительный разброс в пределах какого-либо типа.

Электрическое сопротивление терморезистора меняется по закону, определяемому формулой (8.19). Постоянная B характеризует температурную чувствительность терморезистора. Сопротивление терморезистора тем выше, чем шире запрещенная зона материала полупроводникового элемента.

Постоянная B может быть определена экспериментально следующим образом. Записав выражение (8.19) для температур T_0 и T и поделив полученные выражения одно на другое, получим формулу зависимости сопротивления терморезисторов от заданной температуры:

$$R_t = R_0 \exp B\left(\frac{T_0 - T}{T_0 T}\right) \tag{8.20}$$

или

$$T = \frac{1}{\frac{1}{T_0} + \frac{1}{B_0}\ln\frac{R_t}{R_0}}. \tag{8.21}$$

Преобразуя выражение (8.21), получим формулу для постоянной B:

$$B = \frac{T_0 T}{T - T_0}\ln\frac{R_0}{R_t}. \tag{8.22}$$

Подставляя в выражение (8.22) измеренные значения температур T_0 и T и соответствующие им значения R_t и R_0, определим B. У различных типов терморезисторов $B = 700 \div 15\ 800$ К.

Температурный коэффициент сопротивления ТКR определяется как относительное изменение сопротивления терморезистора при изменении температуры окружающей среды:

$$\text{ТК}R = \frac{1}{R_\text{т}} \cdot \frac{dR_\text{т}}{dT}. \qquad (8.23)$$

Подставляя выражение (8.19) в уравнение (8.23) и дифференцируя, получим

$$\text{ТК}\,R = -B/T^2. \qquad (8.24)$$

Таким образом, температурный коэффициент сопротивления терморезисторов в отличие от ТКR обычных резисторов величина отрицательная и изменяется в широких пределах.

Величина ТКR важна при расчетах режимов работы схем с терморезисторами и составляет $(-0{,}008) \div (-0{,}006)$ град $^{-1}$.

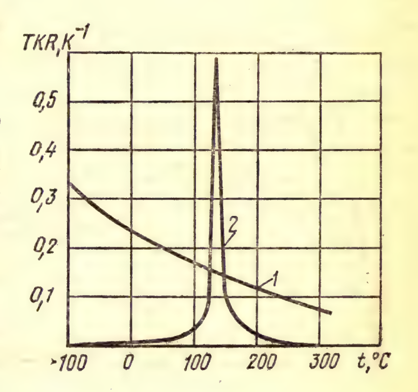


Рис. 8.12. Зависимость ТКR от температуры:
1 — для терморезисторов; 2 — для позисторов

Большой интерес представляет зависимость ТКR терморезистора от температуры. В качестве примера на рис. 8.12 приведена зависимость ТКR от температуры для терморезистора с отрицательным ТКR и для позистора.

Для позисторов характерно резкое увеличение ТК R при увеличении температуры в узком интервале температуры (рис. 8.12, кривая 2).

Коэффициент рассеяния мощности терморезистора H определяется как отношение мощности, рассеиваемой на терморезисторе, к изменению температуры термочувствительного элемента относительно температуры окружающей среды.

Коэффициент рассеяния может быть определен по вольт-амперной характеристике и зависимости сопротивления терморезистора от температуры. Действительно для любой точки кривой (см. рис. 8.9) по отношению U/I находим сопротивление постоянному току $R_\text{т}$ для заданной температуры T, а также мощность рассеяния $P = IU$. Построив зависимость $P\ (T)$, можно определить наклон ее, т. е.

$$dP/dT = H.$$

Чувствительность по мощности g определяется как входная мощность в ваттах, необходимая для понижения сопротивления термистора на 1% или от R до $0{,}99\ R$.

Чувствительность по мощности определяет крутизну отрицательного участка статической вольт-амперной характеристики тиристора.

Коэффициент g находят из выражения

$$g = \frac{100}{\frac{1}{R_t} \cdot \frac{\partial R_t}{\partial P}} = \frac{H}{\text{ТК}\, R}.$$

Переходные процессы в цепях с терморезисторами могут быть использованы для различных технических целей. Например, различные реле времени, тепловая защита машин, схемы температурной сигнализации и другие устройства. Кроме того, переходные процессы создают определенную инерционность в работе терморезисторов, что в ряде случаев ограничивает их применение, поэтому необходимо определять время переходного процесса терморезисторов.

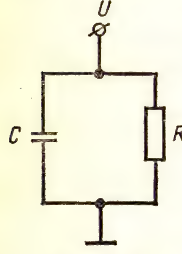


Рис. 8.13. Эквивалетная теплоэлектрическая схема терморезистора

Описывать инерционность терморезисторов удобно с помощью теплоэлектрической эквивалентной схемы. Терморезистор является тепловым аналогом электрической цепи, состоящей из параллельно соединенных конденсатора и сопротивления (рис. 8.13), где конденсатор соответствует теплоемкости терморезистора C_t, а сопротивление — тепловому сопротивлению $R_t = 1/H$.

Постоянная времени этой цепи τ соответствует тепловой постоянной времени терморезистора τ_t, которая и является параметром, характеризующим быстродействие терморезисторов, и означает время, в течение которого температура терморезистора увеличится на 63% от начального значения при подаче входной мощности. Тепловая постоянная определяется как отношение теплоемкости терморезистора к коэффициенту рассеяния мощности терморезистора

$$\tau_t = C_t / H.$$

Постоянная времени зависит от размеров и конструкции, а также состояния окружающей среды. Тепловая постоянная терморезисторов составляет 10 мс — 10 мин.

Теплоемкость терморезистора $C_t = dQ/dt$ определяется количеством тепла, которое запасает терморезистор при повышении его температуры на 1 K.

К предельным режимам терморезистора относятся максимальная рабочая температура T_{max}, до которой терморезистор сохраняет свои характеристики в заданных пределах и обеспечивается стабильная работа в течение гарантированного срока службы. Максимальная рабочая температура определяется свойствами материалов полупроводникового элемента и металлических соединений (особенно припоев), а также конструктивными особенностями терморезистора.

Максимальная мощность P_{max}, рассеиваемая терморезистором, при которой обеспечивается его стабильная работа в те-

чение гарантированного срока службы, определяется из выражения

$$P_{max} = \frac{T_{max} - T_0}{R_t}.$$

Таким образом, при окружающей температуре T_0 и максимальной мощности рассеяния терморезистор нагревается за счет протекающего через него тока до максимальной температуры. Превышение максимальной мощности, как и температуры, приводит к необратимым изменениям в терморезисторе и выходу его из строя.

Технология изготовления и применение

Первой задачей при создании терморезисторов является выбор исходного материала, который должен иметь высокие проводимость и ТКR, регулируемые в пределах больших диапазонов.

Этим требованиям удовлетворяют кристаллические полупроводниковые материалы. Широко применяют смеси окислов металлов, например двуокись титана с окисью магния, закись никеля с окисью лития, окись никеля с окисью кобальта и т. д.

Варьируя составами смесей, можно изменять в широких пределах значения сопротивления терморезистора при достаточно высоком температурном коэффициенте сопротивления.

Для массового производства терморезисторов применяют методы керамической технологии — спекания порошковых материалов в штабики определенной формы. Наиболее распространенным является метод формовки резисторов из порошка смеси двух, трех или более окислов, полученного химическим способом. В порошок добавляют связующий материал и разбавитель до получения тестообразной массы. В качестве связки используют силикат натрия, парафин, различные смолы и др.

При высокотемпературном обжиге разбавитель улетучивается, связка выгорает, а зерна порошка сплавляются в плотную однородную массу. Металлические контакты наносят в виде золотой, серебряной или платиновой пасты по бокам заготовок. При обжиге паста спекается в сплошную металлическую пленку, к которой припаивают проволочные выводы.

Готовую структуру терморезистора покрывают защитной краской, смолами или помещают в специальный защитный корпус.

Терморезисторы изготовляют в виде бусинок, стержней, дисков, шайб и пленок. Каждый из них может быть различных размеров и из разнообразных полупроводниковых материалов для получения желаемых электрических характеристик.

При изготовлении бусинковых терморезисторов на две проволочки из платинового сплава, натянутых параллельно друг другу, наносится паста из смеси порошка полупроводника с органическим связующим веществом. Пасту приготовляют более жидкой. За счет сил поверхностного натяжения паста стягивается в сферическую бусинку. Таким образом, может быть нанесено сразу несколько десятков шари-

ков. Далее бусинки спекаются в печи. Частицы порошка стягиваются вокруг проволочек и создают плотный и постоянный контакт с ним. Далее проволочки разрезают и получают отдельные приборы. Для защиты от внешней среды бусинку покрывают стеклянной оболочкой или помещают в эвакуированный либо наполненный инертным газом баллончик.

Стержневые терморезисторы получают продавливанием пасты через отверстие, резкой на отрезки нужной длины и спеканием.

Терморезисторы в виде дисков и шайб изготовляют аналогичным образом путем прессовки в формах нужных размеров. Иногда их прессуют без связки, либо изготовляют горячим литьем под давлением.

Пленочные резисторы получают нанесением тонкого слоя жидкой смеси и дальнейшим спеканием и нанесением контактов описанным способом.

Быстродействие терморезисторов при работе их на высокой частоте обеспечивается снижением теплоемкости и повышением теплоотвода, а также выбором соответствующей геометрии полупроводникового элемента.

Полупроводниковый элемент должен быть малых размеров и иметь хороший тепловой контакт с радиатором. При этом уменьшается тепловая постоянная времени.

На рис. 8.14 приведены наиболее распространенные конструкции терморезисторов.

Рис. 8.14. Конструкция терморезисторов:
с бусинкой (*а, б, д*); в виде стержня (*в*); диска (*г*); пленок (*е*); *1* — бусинка; *2* — подводящие проводники; *3* — пленка; *4* — подложка из стекла, кварца или керамики

Позисторы изготовляют из титанатобариевой керамики с примесью редкоземельных элементов таких, как лантан, церий и др. В определенном узком интервале температур сопротивление такого материала увеличивается на несколько порядков. Изменяя процентное содержание редкоземельных элементов, можно изменять диапазон температур положительного ТКR и характер зависимости.

Полупроводниковую керамику изготовляют аналогично обычной керамике. Однако учитывают основные требования полупроводникового производства: высокую степень чистоты и тщательного контроля за технологическими процессами.

Титанат бария смешивают с примесью в шаровой мельнице и перемалывают. Далее смесь фильтруют, сушат и обжигают при температуре более 1000 С°. Полученный материал вновь перемалывают в порошок и прессуют в виде пластин, брусков, шайб или дисков. Затем их подвергают обжигу.

Омические контакты получают путем химического осаждения на керамику пленки никеля и дальнейшей термообработки при температуре 500° С. К металлической пленке присоединяют выводы. Элемент покрывают защитной оболочкой из стекла, эпоксидных смол и т. д.

По конструктивному оформлению позисторы аналогичны терморезисторам (рис. 8.15).

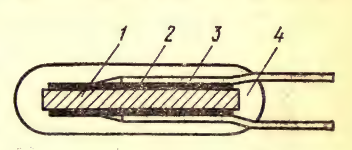


Рис. 8.15. Конструкция позистора:

1 — полупроводниковый элемент; 2 — электрод; 3 — вывод; 4 — защитное покрытие

Терморезисторы, изготовленные из германия, кремния, карбида кремния и фосфида галлия, обладают как положительным, так и отрицательным температурным коэффициентом сопротивления. Применяется кремний n- и p- типа. Так, например, терморезистор, изготовленный из кремния n-типа с удельным сопротивлением около 1 Ом·см и с положительным ТК R, обладает номинальным сопротивлением 50 ÷ 500 Ом и почти линейной зависимостью сопротивления от температуры (ТК R = 0,007 — 0,01 К $^{-1}$).

Терморезисторам свойственно старение, т. е. изменение их параметров в процессе эксплуатации и хранения. Старение терморезисторов связано со сложными процессами, происходящими на поверхности полупроводника и на контактах с металлом. Подбор соответствующих материалов для полупроводникового элемента и выводов, конструктивное исполнение, проведение специальных тренировок для искусственного старения, позволяющих стабилизировать параметры и отбраковывать наиболее нестабильные приборы, ведет к увеличению срока службы терморезистора. Искусственное старение проводится при температуре 200÷500° С в течение нескольких суток. Гарантированный срок службы терморезисторов обычно указывают в технических условиях.

Терморезисторы косвенного подогрева

Терморезисторы косвенного подогрева содержат полупроводниковый элемент, помещенный внутри специальной подогревной обмотки, т. е. представляют собой две термически связанные, но электрически изолированные цепи.

Полупроводниковый элемент для терморезистора косвенного подогрева изготовляют так же, как и для терморезистора прямого подогрева, но главным образом стержневого типа.

Полупроводниковый элемент помещают внутри тонкой подогревательной катушки (рис. 8.16, a).

Другая, часто встречающаяся конструкция представляет собой полупроводниковый цилиндр с внутренним подогревателем

(рис. 8.16, *б*). Цепь подогрева является управляющей, а цепь полупроводникового элемента — управляемой. Наличие двойного управления таких приборов существенно расширяет их область применения.

Статические характеристики терморезистора косвенного подогрева определяют связь между параметрами управляемой и управляющей цепей.

Благодаря току, протекающему через подогреватель, характеристика полупроводникового элемента сдвигается. На рис. 8.17 приведено семейство вольт-амперных характеристик терморезистора косвенного подогрева. Для разных значений тока подогрева характе-

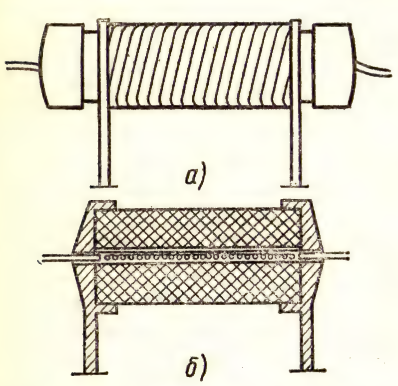


Рис. 8.16. Конструкция терморезисторов с косвенным подогревом

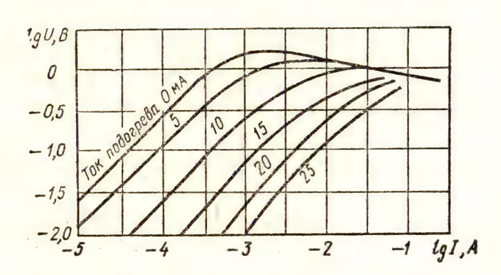


Рис. 8.17. Семейство вольт-амперных характеристик терморезистора косвенного подогрева

ристики различны в результате изменения температуры, от которой зависят свойства полупроводникового элемента.

Повышение температуры терморезистора по отношению к температуре окружающей среды определяется теплоемкостью полупроводникового элемента, теплопроводностью между элементом и обмоткой.

Рассмотренные параметры терморезисторов прямого подогрева соответствуют параметрам терморезисторов косвенного подогрева. Помимо этих параметров для терморезисторов косвенного подогрева дополнительно вводятся следующие:

а) максимально допустимый ток подогревателя;

б) максимально допустимая мощность рассеяния в подогревателе;

в) «горячее» сопротивление — сопротивление полупроводникового элемента при максимально допустимой мощности, рассеиваемой в подогревателе;

г) минимальный ток через полупроводниковый элемент.

Инерционность терморезисторов косвенного подогрева определяется как постоянной времени установления температуры полупроводникового элемента за счет тепла, выделяемого при прохождении через него тока, так и постоянной времени установления температуры за счет тепла в обмотке подогрева. Действие тока подогрева на электрические параметры терморезистора аналогично действию температуры окружающей среды.

Первоначально терморезисторы применялись только как термометры. В дальнейшем они стали применяться не только для контроля, но и для поддержания желаемой температуры в данном объеме, включая нагреватель при ее понижении и выключая его при нагреве.

Поскольку терморезистор обладает тепловой инерцией характеристики, изменения его тока во времени используются в схемах временной задержки в качестве реле времени, когда нужно включать одно электрическое устройство через заданное время после другого.

Терморезистор имеет большой отрицательный температурный коэффициент сопротивления, поэтому включение его в цепь из металлизированных резисторов, имеющих положительный температурный коэффициент (см. рис. 8.8), может сделать характеристики цепи почти не зависящими от температуры. Таким образом, с помощью терморезисторов легко обеспечить температурную компенсацию ряда элементов электрической цепи, тепловой контроль различных механизмов, пожарную сигнализацию.

Терморезисторы с отрицательным сопротивлением используются в усилителях.

Терморезисторы применяют, регулируя напряжение и ток для ослабления случайных и систематических колебаний напряжения и тока.

Терморезисторы применяют как датчики температуры в радиозондах. В медицине их используют для внутривенной термометрии. Терморезисторы в виде тонких пленок, имеющих малую тепловую инерцию, используются в спектроскопии как индикаторы излучения, для измерения: вакуума, мощности на СВЧ, скоростей движения жидкости и газов, теплопроводностей жидкостей и газов и т. д.

Термисторы с косвенным подогревом чаще всего используют для автоматической регулировки усиления, в телемеханике, где с их помощью можно дистанционно регулировать работу телемеханических систем.

§ 8.4. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ БОЛОМЕТРЫ

Терморезисторы применяют для измерения интенсивности электромагнитного излучения в оптическом диапазоне частот. *Терморезисторы, предназначенные для регистрации лучистой энергии, называют болометрами.*

Болометры нашли широкое применение в астрономии (локация Луны), в военной технике (ИК-локаторы), в различных спектрометрических исследованиях, в бесконтактных термометрах и т. д.

Помимо параметров, общих для всех терморезисторов, для болометров вводятся дополнительные.

Рабочее напряжение — напряжение, которое необходимо приложить к болометру.

Чувствительность S_f на частоте измеряемого лучистого потока f.

На практике чувствительность болометров определяется как отношение полезного сигнала U, снимаемого с болометра, к мощности

— лучистой энергии, падающей на активный элемент: $S_f = U/W$ (у некоторых типов болометров достигает 1000). Порог чувствительности $W_п$ — минимальная мощность, которую способен зарегистрировать болометр, выражается в ваттах. Обычно порог чувствительности определяется как мощность излучения, вызывающая на входе болометра сигнал, равный среднеквадратичному напряжению шумов. Действительно, порог чувствительности определяется в первую очередь собственными шумами болометра, а также колебаниями тока, напряжения и температуры полупроводникового элемента.

Теоретическое значение порога чувствительности для полупроводниковых болометров составляет $5 \cdot 10^{-11}$ Вт.

Важной характеристикой болометра является уровень собственных шумов, а также постоянная времени τ_t. Для серийно выпускаемых болометров она составляет обычно несколько десятков секунд.

Рис. 8.18. Конструкция полупроводникового болометра

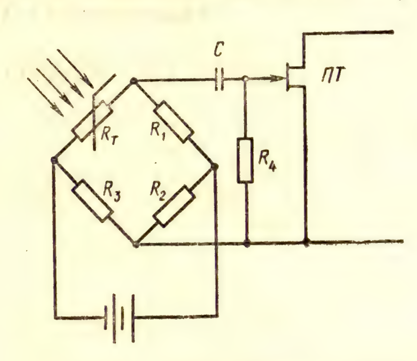


Рис. 8.19. Схема включения болометра

Полупроводниковый элемент болометра выполняют в виде тонкой пленки толщиной 10—20 мкм. Как и в случае изготовления обычных терморезисторов, смесь порошков двух или трех окислов перемешивают с органической связкой. Полученную суспензию наносят тонким слоем на стеклянную пластинку. После просушки пленку разрезают на куски требуемых размеров и формы и обжигают при высокой температуре. Большое значение имеет режим обжига и формирование омических контактов для обеспечения низких переходных сопротивлений и, следовательно, минимального уровня собственных шумов.

Для компенсации изменений температуры окружающей среды полупроводниковый болометр собирают из двух полупроводниковых элементов. Один активный, подверженный облучению, другой пассивный, закрытый светонепроницаемым экраном. Оба элемента идентичны по параметрам и включаются как плечи мостовой схемы. Та-

кие болометры имеют три вывода. Один вывод общий для активного и компенсационного элементов. Конструкция полупроводникового болометра приведена на рис. 8.18.

Наиболее распространенная схема включения болометра показана на рис. 8.19. Резистор R_1 — второй чувствительный элемент, включаемый для компенсации случайных колебаний температуры окружающей среды. Сигнал с болометра поступает на затвор полевого транзистора. Последующие усилительные каскады построены на биполярных транзисторах.

Болометр здесь служит высокочувствительным индикатором ИК-излучения. С помощью его можно зарегистрировать излучение мощностью до 10^{-9} Вт, при этом изменение температуры составляет 10^{-7} 10^{-6} град и вызывает появление сигнала порядка 1 мкВ.

Глава 9
ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ФОТОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПРИЕМНИКИ ИЗЛУЧЕНИЯ

§ 9.1. ФОТОРЕЗИСТОРЫ

Фоторезисторы относятся к полупроводниковым приборам, называемым фотоэлектрическими полупроводниковыми приемниками излучения (сокращенно фотоприемники), действие которых основано на внутреннем фотоэффекте в полупроводниках.

Принцип действия

Фоторезистором называют фотоприемник, принцип действия которого основан на эффекте фотопроводимости.

Основной частью фоторезистора является полупроводниковый слой, снабженный выводами и расположенный так, что на него может падать свет (рис. 9.1).

В результате поглощения полупроводником лучистой энергии образуется дополнительное количество подвижных носителей заряда, вследствие чего уменьшается его сопротивление, т. е. возникает дополнительная проводимость, называемая **фотопроводимостью** полупроводника.

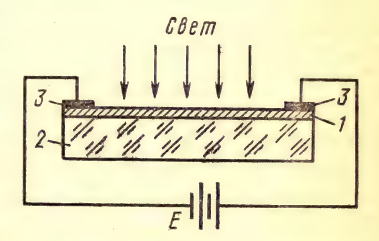


Рис. 9.1. Схема устройства фоторезистора:
1 — светочувствительный проводник; *2* — подложка; *3* — токоведущие электроды

Если освещать поверхность полупроводника непрерывно, то число неравновесных носителей заряда будет возрастать до наступления динамического равновесия, когда число вновь появившихся носителей будет равно числу рекомбинировавших. После прекращения освещения избыточные носители реком-

бинируют и восстанавливается прежняя величина проводимости, характерная для необлучаемого элемента, называемая «темновой проводимостью».

Концентрация носителей заряда, возбужденных светом, определяется выражением

$$n_ф = \beta_1 \sqrt{\Phi}, \tag{9.1}$$

где Φ — интенсивность облучения; β_1 — коэффициент пропорциональности, зависящий от частоты падающего света и скорости рекомбинации носителей заряда.

Если концентрация носителей, возбужденных светом, меньше темновой концентрации, то

$$n_ф = \beta_2 \Phi. \tag{9.2}$$

Выражение для фотопроводимости имеет вид

$$\sigma_ф = e n_ф \mu. \tag{9.3}$$

С энергетической точки зрения увеличение проводимости полупроводника объясняется переходом электронов под действием света из валентной зоны в зону проводимости.

Энергия фотонов $h\nu$ должна быть больше энергии запрещенной зоны ΔW. Валентные электроны, переходя в свободную зону, генерируют одновременно дырки проводимости. Часть фотонов, поглощенных поверхностью полупроводника, рассеивается в кристаллической решетке, не создавая пары электрон — дырка. Их энергия повышает интенсивность теплового движения атомов полупроводника.

Для получения фототока необходимо в цепь последовательно с фоторезистором включить источник э. д. с.

Выражение для фототока можно записать в виде

$$I_ф = \sigma_ф E S, \tag{9.4}$$

где E — напряженность электрического поля; S — площадь сечения полупроводника, по которому протекает фототок.

Фототок представляет собой разность между световым $I_{св}$ и темновым $I_т$ токами:

$$I_ф = I_{св} - I_т. \tag{9.5}$$

Темновой ток является одним из параметров фоторезистора. Иногда более удобно пользоваться понятием темновое сопротивление, которое определяется как сопротивление неосвещенного фоторезистора. Для большинства фоторезисторов указывается нижний предел темнового сопротивления. Обычно величина темнового сопротивления находится в пределах от десятков килоом до нескольких мегаом.

Так как для перевода электрона из валентной зоны в зону проводимости необходимо сообщить ему определенную энергию, то фотоны, обладающие длинами волн, бо́льшими пороговой, не могут сообщить электронам энергии, достаточной для преодоления запрещенной зоны. Пороговая длина волны различна для различных материалов. Например, ширина запрещенной зоны германия 0,72 эВ, а кремния

1,12 эВ. Соответственно, пороговая длина волны для германия 1,8 мкм, а для кремния 1,2 мкм. Для перевода электрона с примесного уровня в зону проводимости требуется значительно меньшая энергия (менее 0,1 эВ), что обеспечивается воздействием света значительно большей длины волны инфракрасного диапазона. Для примесного полупроводника обычно наблюдаются несколько максимумов фотопроводимости при воздействии на него оптического излучения: основной коротковолновый, связанный с переходами электронов из валентной зоны в зону проводимости и более слабые длинноволновые, обусловленные ионизацией примесных центров.

Характеристика и параметры

На рис. 9.2 приведены вольт-амперные и световая характеристики фоторезистора.

Вольт-амперные характеристики фоторезисторов линейны в пределах максимально допустимой мощности рассеяния на них. При большем напряжении на фоторезисторе вследствие чрезмерного нагрева происходит разрушение светочувствительного слоя.

Световые характеристики фоторезисторов обычно нелинейны. Особенностью световых характеристик является наличие темнового тока, т. е. тока, протекающего через фоторезистор при отсутствии освещенности (в темноте).

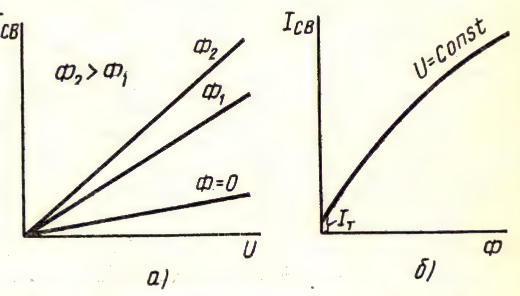


Рис. 9.2. Вольт-амперные (*а*) и световая (*б*) характеристики фоторезисторов

Основными характеристиками фоторезистора являются интегральная и спектральная чувствительность. *Интегральная чувствительность* фоторезисторов определяется как отношение разности токов при освещении и темнового к световому потоку, падающему на резистор при номинальном значении напряжения:

$$K_Ф = \frac{I_Ф}{Ф} = \frac{I_{св} - I_т}{Ф} \text{ при } U_{ном}, \tag{9.6}$$

где Ф — световой поток, лм, определяемый из выражения

$$Ф = 10^{-4} S\mathscr{E}; \tag{9.7}$$

S — освещаемая поверхность фоторезистора, см²; $\mathscr{E}$ — освещенность, лк.

Интегральная чувствительность фоторезистора зависит от температуры. При увеличении температуры интегральная чувствительность резко снижается, так как увеличивается равновесная концентрация носителей заряда и вероятность рекомбинации избыточных носите-

лей, возникающих при освещении, что приводит к уменьшению фототока.

Увеличение концентрации носителей с ростом температуры приводит к возрастанию темнового тока.

Интегральная чувствительность фоторезистора достигает величины 4 А/лм.

Ввиду того что зависимость между током и напряжением линейна (см. рис. 9.2, *а*), вводят параметр удельной чувствительности фоторезистора. Она равна отношению фототока к произведению светового потока и приложенного к фоторезистору напряжения

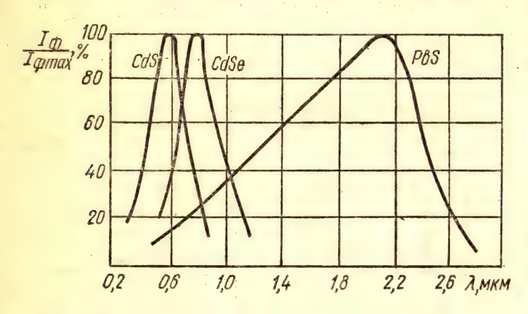


Рис. 9.3. Спектральные характеристики некоторых фоторезисторов

$$K_0 = \frac{K_ф}{U} = \frac{I_ф}{ФU}. \qquad (9.8)$$

Используя формулы (9.1—9.4), можно показать, что удельная чувствительность падает с увеличением светового потока, если концентрация возбужденных неравновесных носителей заряда больше равновесных. При малых уровнях возбуждения K_0 не зависит от Ф.

Иногда для характеристики чувствительности фоторезистора удобно пользоваться относительным изменением сопротивлений

$$\frac{\Delta R}{R_т} = \frac{R_т - R_{св}}{R_т} \qquad 9.9)$$

или параметром кратности изменения сопротивления, представляющим собой отношение темнового сопротивления к сопротивлению при освещенности $R_т/R_{св}$, где $R_т$ — темновое сопротивление; $R_{св}$ — сопротивление при освещенности $\mathscr{E}$.

Очевидно, что кратность изменения сопротивления с увеличением освещенности возрастает, так как сопротивление $R_{св}$ уменьшается, а $R_т$ остается без изменений. Поэтому значение кратности указывается при определенной освещенности. Например, при освещенности в 200 лк кратность изменения сопротивления для сернистосвинцовых фоторезисторов составляет единицы, а для сернистокадмиевых достигает 10^5.

Спектральная чувствительность фоторезистора определяется величиной фототока при освещении его единицей светового потока определенной длины волны.

На рис. 9.3 приведены спектральные характеристики некоторых фоторезисторов, нормированные относительно максимального фототока. Максимум приходится на длину волны соответствующей энергии, необходимой для перехода электронов в зону проводимости. Если полупроводник легирован примесями, то

каждой примеси на графике спектральной характеристики будет соответствовать свой максимум. Селенистокадмиевые фоторезисторы имеют максимумы чувствительности в красной и инфракрасной части спектра, сернистосвинцовые в инфракрасной, а сернистокадмиевые в видимой области спектра. Все они имеют достаточно широкий максимум и чувствительность большинства фоторезисторов достаточно высокая в широком диапазоне длин волн, практически от инфракрасной области спектра до рентгеновских лучей.

При увеличении температуры вид спектральной характеристики существенно изменяется. Характеристика может смещаться как в длинноволновую, так и в коротковолновую область спектра. Это объясняется тем, что ширина запрещенной зоны у различных веществ с увеличением температуры может как уменьшаться, так и увеличиваться.

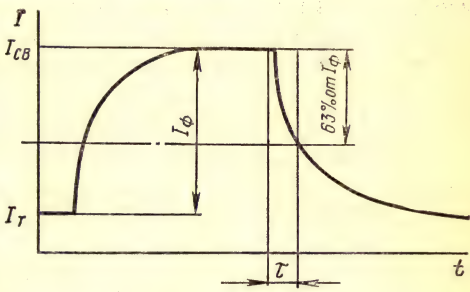


Рис. 9.4. Инерционность фоторезистора при мгновенном включении и выключении светового потока

Пороговая чувствительность характеризует минимальный световой поток, создающий в цепи фоторезистора электрический сигнал, в 2—3 раза превышающий напряжение шума фоторезистора. С понижением температуры пороговая чувствительность возрастает. Поэтому для достижения высокого порога чувствительности применяют глубокое охлаждение фоторезистора. Охлаждение осуществляют криогенными жидкостями, термоэлектрическими теплообменниками или охлаждающими устройствами.

Величина фототока достигает своего максимального значения лишь через некоторое время после начала облучения. Точно так же после прекращения освещения фототок прекратится лишь через определенное время (рис. 9.4). Таким образом, фототок не успевает следовать за изменением освещенности.

Это объясняется конечным временем нарастания и спада концентрации неравновесных носителей заряда, которое определяется временем жизни неосновных носителей в данном полупроводниковом материале. В свою очередь время жизни неосновных носителей связано с наличием большого количества ловушек в поликристаллическом полупроводнике. Ловушки захватывают носители заряда при включении света и освобождают их после выключения.

Инерционность фоторезисторов характеризует постоянная времени τ, за которое фототок уменьшится в e раз после мгновенного затемнения фотосопротивления.

Инерционность фоторезистора сказывается, когда на него падает модулированный световой поток. При этом с увеличением частоты модуляции сила фототока будет снижаться до некоторого определенного для данных условий значения.

Постоянная времени фоторезистора достигает величины 10^{-7} с (для сернистосвинцовых фоторезисторов). Наиболее инерционны сернистокадмиевые фоторезисторы. С увеличением температуры и освещенности постоянная времени уменьшается.

Тепловые свойства фоторезистора определяются температурным коэффициентом фототока (ТКФ). Величина ТКФ находится из температурной зависимости фототока при определенном напряжении и освещенности.

К максимально допустимым режимам фоторезистора относятся: U_{max} — максимальное рабочее напряжение, при котором не происходит необратимых изменений в структуре терморезистора; P_{max} — максимальная мощность рассеяния, при которой фоторезистор остается работоспособным в течение гарантированного срока службы. Превышение мощности рассеяния приводит к превышению допустимой температуры и необратимым изменениям свойств фоторезисторов. С увеличением температуры окружающей среды максимально допустимая мощность снижается по линейному закону.

Технология и конструкция

Рассмотрим устройство фоторезистора (рис. 9.5). На диэлектрическую подложку из стекла, слюды или керамики *1* наносится слой металла — золота, серебра или платины. В металлическом слое прорезают щель для разделения на два электрически изолированных электрода *3*. Затем на поверхность металлов наносится слой полупроводника *2*. От внешних воздействий фоторезистор защищает слой лака или эпоксидной смолы, пропускающий свет лишь нужной области спектра, а также металлический или пластмассовый корпус, который имеет штырьки или гибкие выводы для включения в схему. Свет проникает через окошечко в корпусе, расположенное над полупроводниковым слоем.

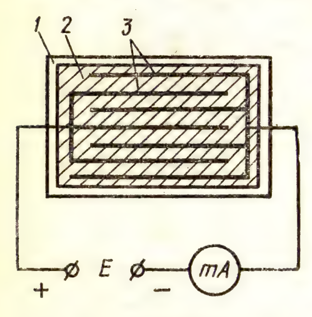


Рис. 9.5. Устройство фоторезистора

В микросхемах применяются фоторезисторы в бескорпусном исполнении.

На рис. 9.6 приведены конструкции наиболее распространенных фоторезисторов.

Конструкции фоторезисторов обеспечивают включение в цепь с помощью прижимных контактов при включении в панель (ФСА-1), посредством пайки (ФСК-Г7), например для включения в мостовую схему.

Фоторезисторы, предназначенные работать в условиях повышенной влажности, имеют герметичный корпус.

Полупроводниковыми материалами для фоторезисторов служат сульфид свинца, соединения сернистого кадмия, висмута и т. п.

Слой полупроводника должен быть тонким, чтобы изменение проводимости было возможно большим. Это объясняется тем, что увеличе-

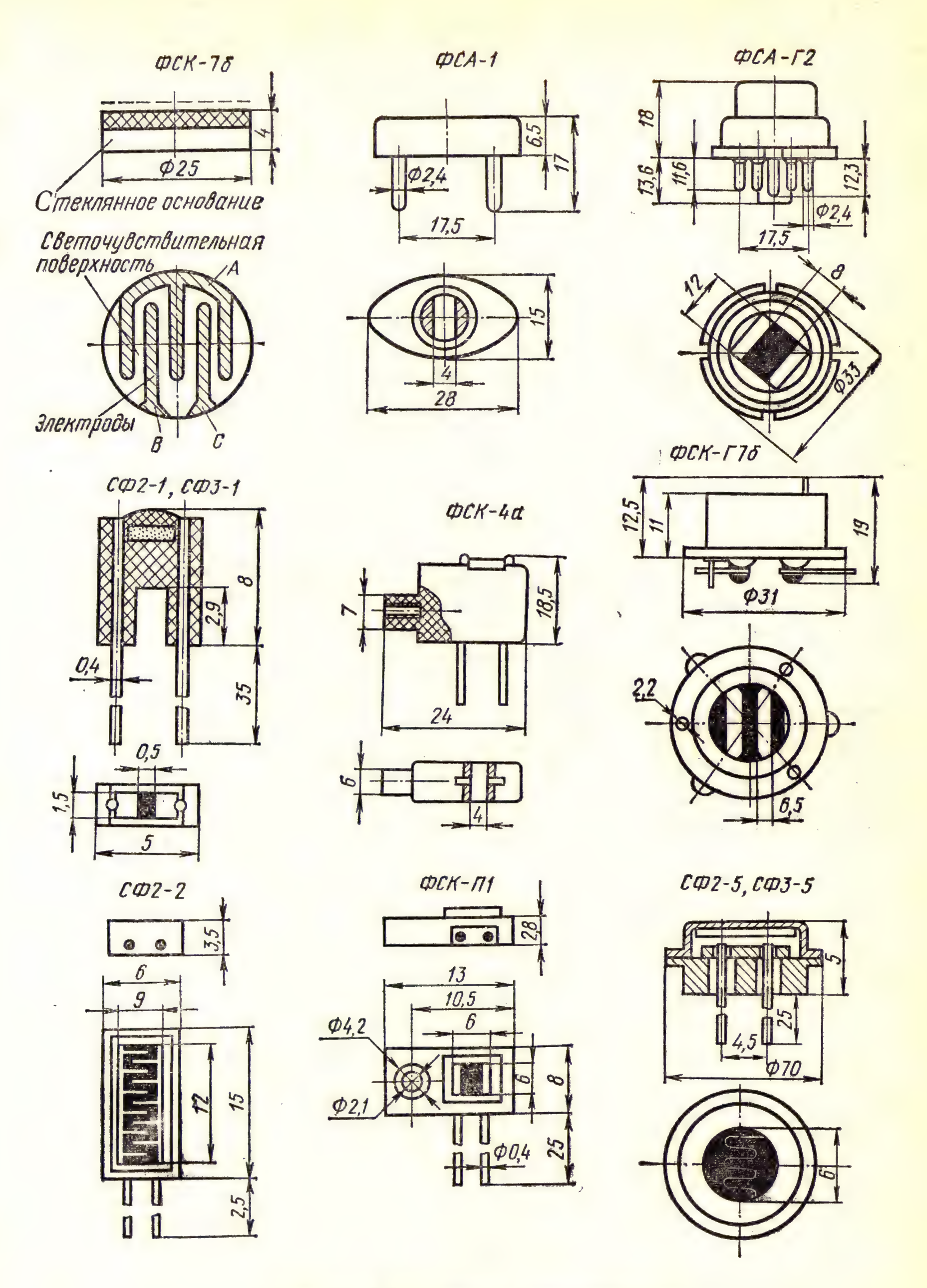


Рис. 9.6. Конструкции фоторезисторов

ние проводимости происходит лишь в приповерхностных слоях, где происходит поглощение света, и на расстоянии не более диффузионной длины носителей, куда диффундируют освободившиеся носители заряда.

Полупроводниковый слой фоторезисторов получают методом испарения в вакууме, прессования и спекания из полупроводникового порошка тонких пластинок, химическим осаждением, изготовлением пластин из монокристалла.

После осаждения полупроводника пластинка отжигается в воздухе или какой-либо атмосфере, содержащей кислород. Эта обработка оказывает большое влияние на характеристики фотоэлемента. От природы и характера термообработки зависит спектральная чувствительность фоторезистора.

Фоторезисторам свойствен процесс старения. Он заключается в постепенном уменьшении сопротивления, изменении фототока и росте чувствительности. Процесс этот продолжается в течение нескольких сотен часов, после чего его параметры стабилизируются.

Для работы в ИК-области спектра предназначены фоторезисторы типа ФСА и ФСД, а для работы в области видимого света — ФСК.

В ряде случаев фоторезисторы изготовляют с тремя выводами. Такие приборы применяют в качестве дифференциальных элементов.

Если фоторезисторы необходимо устанавливать вблизи с источником света, тогда используют фоторезисторы, на полупроводниковый слой которых падает лишь отраженный свет.

Применение

Фоторезисторы нашли широкое применение в различных областях техники. В первую очередь в устройствах регулирования автоматики, сигнализации, телеуправления и т. д.

Широкое применение фоторезисторы нашли в схемах защиты. Как только контролируемый процесс нарушается, свет попадает на фотоэлемент и создает ток, который выключает двигатель и тем самым предупреждает несчастный случай или аварию.

Фоторезисторы используют для сортировки изделий по их окраске или размерам. Определяющим является количество света, падающего на фотосопротивление, в зависимости от которого изделия направляются в тот или иной раздел.

Фоторезисторы измеряют силу света и могут автоматически регулировать освещенность, включая дополнительные источники света, как только освещенность падает ниже желаемого предела.

Широкое применение нашли фоторезисторы в различных фотоэлектрических автоматических устройствах в кино- и фотоаппаратуре.

Фоторезисторы СФ4-1, изготовленные из селенида свинца, применяют для дистанционного измерения температуры.

Фоторезисторы предназначены для работы в цепях постоянного, переменного и импульсного тока.

Обозначают фоторезисторы буквами ФС или СФ (фотосопротивление), за которыми следуют буква и цифра, характеризующие состав материала полупроводника и конструктивное оформление (А — PbS, К — CdS, Г — герметизированная конструкция).

§ 9.2. ФОТОГАЛЬВАНИЧЕСКИЕ ПРИЕМНИКИ ИЗЛУЧЕНИЯ

Принцип действия

Фотогальваническим называют фотоприемник, принцип действия которого основан на фотогальваническом эффекте. Фотогальванические приемники излучения являются прямыми преобразователями световой энергии в электрическую. Иногда фотогальванические приемники излучения называют фотоэлементами, а приемники, предназначенные для преобразования солнечной энергии, — солнечными фотоэлементами или солнечными батареями. Более строго понятие «фотоэлемент» следует относить не ко всему прибору, а только к его фоточувствительной части, обладающей свойством внутреннего фотоэффекта. Фотогальванический внутренний эффект заключается в следующем.

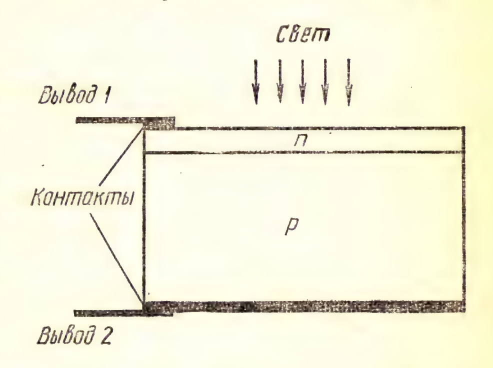


Рис. 9.7. Структура фотоэлемента

При освещении фотоприемника поглощенные фотоны возбуждают атомы полупроводника и генерируют пары электрон—дырка. Возбужденные носители диффундируют к *p-n*-переходу и разделяются его электрическим полем в зависимости от знака заряда. В *n*-области накапливают избыточные электроны, а в *p*-области — избыточные дырки. В результате обе области заряжаются: *n*-область становится отрицательной, а *p*-область — положительной. Это приводит к снижению контактной разности потенциалов и появлению на контактах *p*- и *n*-областей фото-э. д. с.

На рис. 9.7 приведена структура фотогальванического приемника.

Если к выводам фотоэлемента не подключена внешняя нагрузка, то напряжение на выводах будет соответствовать максимальной величине фото-э. д. с. U_x (напряжение холостого хода). При замкнутом накоротко фотоэлементе через *p-n*-переход в запирающем направлении потечет максимальный фототок $I_к$ (ток короткого замыкания), а фото-э. д. с. будет равна нулю. Когда к фотоэлементу подключена внешняя нагрузка, отличная от нуля, то через нее потечет ток меньше $I_к$, напряжение на нагрузке будет меньше U_x.

Эффективность генерации фототока зависит от близости *p-n*-перехода к освещенной поверхности полупроводника. Если поглощение фотонов и образование пар электрон — дырка будет происходить на

небольшом расстоянии от p-n-перехода, то большинство носителей успеет продиффундировать от места генерации к переходу и лишь незначительное количество носителей по пути рекомбинирует. Предположим, что p-n-переход расположен на расстоянии d от поверхности полупроводника, много меньшем диффузионной длины L.

Если пренебречь поверхностной и объемной рекомбинациями, то фототок, протекающий через p-n-переход в запирающем направлении, будет равен

$$I_ф = eg, \tag{9.10}$$

где e — заряд электрона; g — число электронов, создаваемых светом в одну секунду.

С учетом поверхностной и объемной рекомбинации выражение для фототока примет вид

$$I_ф = eg(1-\beta), \tag{9.11}$$

где β — коэффициент, учитывающий рекомбинацию.

Такой ток создаст на p-n-переходе в прямом направлении потенциал, понижающий контактную разность потенциалов, и через переход потечет ток утечки:

$$I_у = I_0\left(e^{\frac{eU}{kT}} - 1\right), \tag{9.12}$$

где I_0 — тепловой ток.

При разомкнутых выводах фотоэлемента ток утечки будет равен фототоку:

$$I_ф = I_у = I_0\left(e^{\frac{eU_x}{kT}} - 1\right). \tag{9.13}$$

Из уравнения (9.13) можно определить напряжение холостого хода:

$$U_x = \frac{kT}{e}\ln\left(\frac{I_ф}{I_0} + 1\right). \tag{9.14}$$

При подключении к фотоэлементу внешней нагрузки $R_н$ ток через сопротивление нагрузки будет равен

$$I = I_ф - I_у = I_ф - I_0\left(e^{\frac{eU}{kT}} - 1\right). \tag{9.15}$$

Эквивалентная схема

Рассмотрим эквивалентную схему фотогальванического приемника с подключенным внешним сопротивлением нагрузки (рис. 9.8). Эквивалентную схему можно представить как параллельное соединение генератора тока $Г_и$ и диода, а также сопротивления $r_п$, последовательно соединенного с сопротивлением нагрузки $R_н$. Генератор тока вырабатывает фототок $I_ф$, пропорциональный световому потоку. Через диод протекает ток утечки $I_у$. Последовательное сопротивление состоит из сопротивлений омических контактов и сопротивления областей полупроводника.

При использовании фотоэлементов возможно как стационарное воздействие светового потока, так и нестационарное (модулированный световой поток). Для стационарного светового потока в соответствии с законами Кирхгофа для разветвленной цепи имеем:

$$I(r_п + R_н) = I_у r_0;$$

$$I_ф = I_у + I,$$

где r_0 — сопротивление p-n-перехода.

Выражение для тока, текущего через нагрузку, примет вид

$$I = I_ф \frac{r_0}{R_н + r_п + r_0} \tag{9.16}$$

В некоторых границах фототок пропорционален световому потоку:

$$I_ф = K\Phi, \tag{9.17}$$

где K — постоянная, характеризующая интегральную чувствительность фотоэлемента.

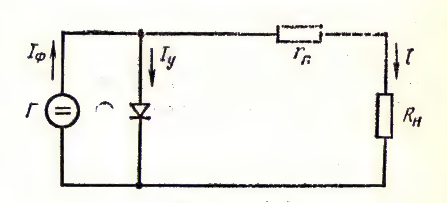


Рис. 9.8. Эквивалентная схема фотогальванического приемника излучения

Тогда ток короткого замыкания выразится уравнением

$$I_к = \frac{K\Phi}{\frac{R_н}{r_0} + 1}.$$

Если сопротивление $r_0 \gg R_н$, что соответствует малым освещенностям, то

$$I_к = K\Phi. \tag{9.18}$$

При освещении фотоэлемента модулированным световым потоком приходится учитывать инерционность процессов нарастания и спада фототока. Здесь существенную роль играют диффузионная и зарядная емкости p-n-перехода. Кроме них в эквивалентную схему вводятся емкость $C_ф$ и сопротивление $r_ф$ генератора тока, зависящие от частоты модуляции, интенсивности и длины волны падающего светового потока. Для тока короткого замыкания нарастание и спад фототока определяются выражениями:

$$I_{к\,нар} = I_ф \left(1 - e^{-\frac{t}{r_ф C_ф}}\right), \tag{9.19}$$

$$I_{к\,сп} = I_ф\, e^{-\frac{t}{r_ф C_ф}}.$$

Спад тока происходит медленнее, чем нарастание. Максимальная частота модуляции света ограничивается емкостью p- n-перехода.

Основные характеристики фотогальванического приемника

К основным характеристикам фотогальванического приемника излучения относятся: вольт-амперная, световая и спектральная.

Семейство вольт-амперных характеристик можно получить из уравнения (9.15). На рис. 9.9 представлены вольт-амперные характеристики кремниевого фотоэлемента при различных плотностях мощности излучения. С увеличением плотности потока

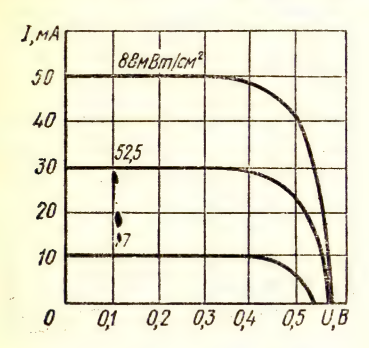


Рис. 9.9. Вольт-амперные характеристики гальванического приемника при различных значениях плотности потока мощности излучения

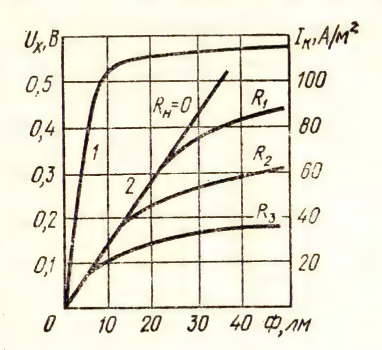


Рис. 9.10. Световые характеристики кремниевых фотогальванических приемников при различных значениях сопротивления нагрузки:
1 — кривая напряжения холостого хода; *2* — кривые тока ($R_3 > R_2 > R_1$)

кривая отстоит дальше от начала координат. Зная динамическую линию нагрузки, с помощью вольт-амперной характеристики можно выбрать оптимальный режим для получения максимальной мощности в нагрузке. Для фотоэлементов характерно выражать ток короткого замыкания и ток в нагрузке через плотность тока. Для кремниевых фотоэлементов плотность тока короткого замыкания достигает 200—250 А/м², а при оптимальной нагрузке — 150—200 А/м². Напряжение на оптимальной нагрузке значительно ниже напряжения холостого хода. Для кремниевых фотоэлементов $U_н$ составляет 0,35—0,45 В при $U_х = 0{,}5 \div 0{,}55$ В.

Световые характеристики показывают зависимость основных параметров фотоприемника — напряжения холостого хода $U_х$ и тока короткого замыкания $I_к$ — от светового потока (рис. 9.10). При малой освещенности ток и напряжение фотоэлемента линейно зависят от потока. С увеличением светового потока линейность нарушается и кривые стремятся к насыщению. Существенно влияет величина сопротивления нагрузки. При больших значениях $R_н$ выходные нанапряжение и ток фотоэлемента уменьшаются. Наклон линейного участка световой характеристики при коротком замыкании ($R_н = 0$) определяет интегральную чувствительность фотоэлемента $K = I_к/Ф$. Интегральная чувствительность селеновых фотоэлементов не менее 600 мкА/лм.

Спектральная характеристика фотоэлемента показывает зависимость величины фототока от длины волны падающего света. На рис. 9.11 представлены спектральные характеристики кремниевых и селеновых фотоэлементов. Для кремниевых фотоэлементов максимум характеристики почти совпадает с максимумом распределения энергии в солнечном спектре и находится в интервале длин волн 0,7÷0,8 мкм. Спектральная характеристика селенового элемента имеет максимум в области 0,5÷0,6 мкм и охватывает практически весь видимый диапазон спектра. Форма спектральной характеристики селенового фотоэлемента близка к кривой, отражающей чувствительность человеческого глаза.

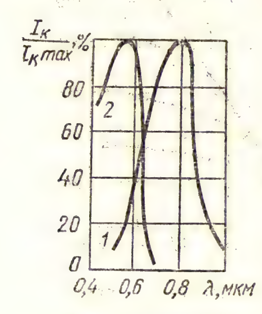


Рис. 9.11. Спектральные характеристики кремниевых (*1*) и селеновых (*2*) фотоэлементов

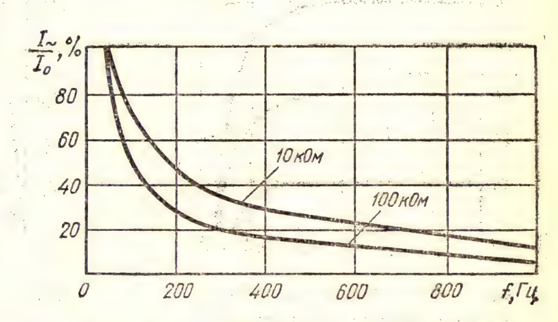


Рис. 9.12. Частотные характеристики фотогальванических приемников при различных значениях сопротивления нагрузки

При модулированном световом потоке большое значение имеют частотные характеристики (рис. 9.12).

Частотная характеристика фотоэлемента показывает зависимость амплитуды переменной составляющей тока от частоты модуляции светового потока. Амплитуда тока падает при сравнительно низких частотах. Такая зависимость определяется в основном постоянной времени зарядки емкости *p-n*-перехода. При увеличении сопротивления нагрузки амплитуда тока также уменьшается.

Факторы, влияющие на к.п.д. фотогальванического приемника

Эффективность работы фотоэлемента характеризуется коэффициентом полезного действия:

$$\eta = \frac{P_{max}}{P_0} 100\%,$$

где P_{max} — максимальная полезная электрическая мощность, P_0 — полная мощность лучистого потока, падающего на рабочую поверхность фотоэлемента.

Наибольший к. п. д. имеют кремниевые фотоэлементы (10—12%). Теоретические расчеты показывают, что к. п. д. может быть увеличен до 25—30%. Однако факторы, снижающие эту цифру, довольно мно-

гочисленны. Их можно подразделить на две группы. К первой группе относятся факторы, обусловливающие потери энергии в самом фотоэлементе — световые и электрические потери. Вторая группа факторов зависит от выбора условий работы фотоэлемента — величины нагрузки, освещенности, температуры.

Световые потери прежде всего связаны с отражением излучения от поверхности полупроводника. Коэффициент отражения для полупроводников, применяемых при изготовлении солнечных элементов, составляет около 30—40%. Для уменьшения отражения рабочую поверхность полупроводника покрывают специальными просветляющими слоями, например SiO_2. При этом коэффициент отражения снижается до нескольких процентов. Часть энергии излучения, проникающего в глубь полупроводника, поглощается без образования пары электрон—дырка и тратится на возбуждение основных носителей заряда, образование экситонов и нагрев кристаллической решетки.

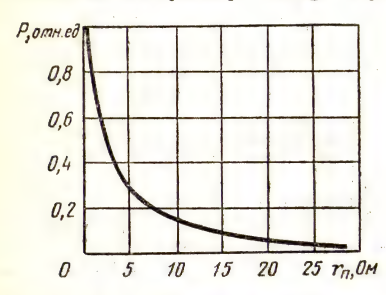


Рис. 9.13. Зависимость выходной мощности фотоэлемента от величины последовательного сопротивления

Небольшая доля излучения в длинноволновой части спектра проходит через кристалл полупроводника и поглащается в непрозрачном для нее металлическом контакте.

Часть электрических потерь обусловлена рекомбинационными процессами, т. е. некоторое количество генерированных носителей рекомбинирует, а энергия передается решетке полупроводника. Рекомбинационные потери зависят в значительной степени от глубины залегания *p*- *n*-перехода и состояния поверхности полупроводника. Если пара электрон—дырка образуется от фотона с энергией, значительно превышающей ширину запрещенной зоны, то при переходах внутри зоны от соударений с атомами решетки они теряют часть своей избыточной энергии. За одну секунду носители претерпевают не менее 10^{12} соударений. Эта потеря энергии приводит к уменьшению выходного напряжения фотоэлемента.

Потери из-за утечки тока через запирающий слой незначительны. Шунтирующее сопротивление запирающего слоя r_0 составляет обычно несколько килоом. При снижении r_0 до сотни ом потери тока составляют не более 1% от генерируемого тока.

Существенные потери мощности могут быть из-за падения части выходного напряжения на последовательном сопротивлении $r_п$. Сопротивление $r_п$ определяется в основном удельным сопротивлением слоев полупроводника, качеством и геометрией контактов. На рис. 9.13 приведена зависимость выходной мощности от величины последовательного сопротивления фотоэлемента.

Уже при сопротивлении, равном 2 Ом, мощность снижается на 40%. Удельное сопротивление исходного материала полупроводника составляет сотые доли ома и основная доля сопротивления $r_п$ приходится

на тонкий поверхностный слой, вдоль которого электрический ток течет к контакту. Поэтому конструкция и расположение контакта должны обеспечить минимальный путь носителям заряда в тонком слое. У современных фотоэлементов величина сопротивления $r_п$ составляет 1—2 Ом на 1 см^2 освещаемой рабочей поверхности.

Температура существенно влияет на параметры фотоэлемента. Семейство вольт-амперных характеристик приведено на рис. 9.14. Из рисунка видно, что с увеличением температуры ($T_1 < T_2 < T_3$) значительно изменяется напряжение. Температурный коэффициент напряжения ТКU фотоэлементов из арсенида галлия составляет

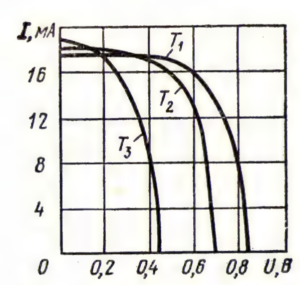


Рис. 9.14. Вольт-амперные характеристики арсенидогаллиевых фотоэлементов при различных температурах

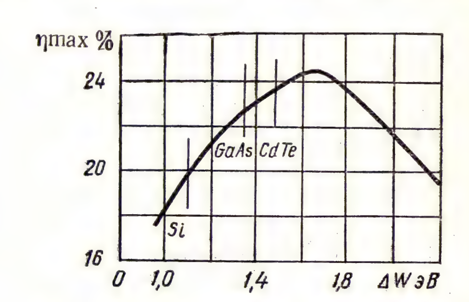


Рис. 9.15. Зависимость максимального теоретического к. п. д. фотоэлемента от ширины запрещенной зоны полупроводника

$0{,}3 \cdot 10^{-2}$ град$^{-1}$, у кремниевых — $0{,}5 \cdot 10^{-2}$ град$^{-1}$. У селеновых фотоэлементов напряжение изменяется слабо и ТКU не превышает $0{,}03 \cdot 10^{-2}$ град$^{-1}$. К. п. д. фотоэлементов изменяется практически пропорционально изменению напряжения. При больших температурах к. п. д. фотоэлементов из GaAs выше, чем кремниевых.

Для получения максимального к. п. д. фотоэлемента необходимо для каждой области спектра подбирать свой полупроводник с определенной шириной запрещенной зоны (рис. 9.15). Наиболее подходящим оказались полупроводники с шириной запрещенной зоны $1{,}1 < \Delta W < 1{,}6$ эВ (кремний — 1,12 эВ). Наряду с кремнием перспективны арсенид галлия GaAs, теллурид кадмия CdTe, сульфид кадмия CdS. Фотоэлементы с этими материалами имеют лучшие параметры по сравнению с кремниевыми, малую инерционность и высокую температурную и временную стабильность.

Технология и конструкция

В производстве фотоэлементов используют диффузионный метод получения *p-n*-переходов.

В кремний *p*-типа электропроводности проводят диффузию фосфора или сурьмы, а в кремний *n*-типа — бора. Конструкция кремниевого фотоэлемента приведена на рис. 9.16.

В селеновых фотоэлементах для создания p-n-перехода на поверхность селена p-типа наносят легкоплавкий сплав Bi, Sn, Cd. Кадмий диффундирует в селен и образует тонкий слой селенида кадмия с электропроводностью n-типа. Для более интенсивного соединения кадмия с селеном пластины проходят электрическую тренировку при постоянном обратном напряжении. После тренировки на светочувствительную поверхность наносится тонкий слой полупрозрачного металла. Структура селенового фотоэлемента показана на рис. 9.17.

Контакты на светочувствительной поверхности фотоэлементов обычно имеют форму полосок, располагающихся по окружности в виде сет-

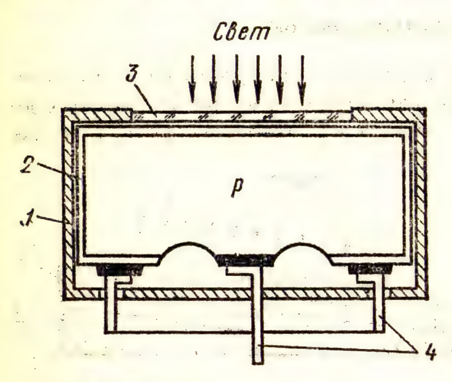


Рис. 9.16. Конструкция кремниевого фотоэлемента:

1 — корпус; *2* — *n*-область; *3* — стекло; *4* — выводы

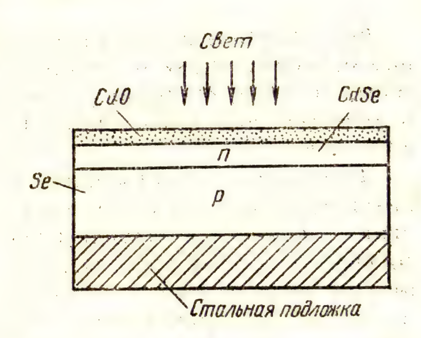


Рис. 9.17. Структура селенового фотоэлемента

ки или гребешка. С целью уменьшения величины последовательного сопротивления увеличивают количество контактных полос. Однако при этом уменьшается полезная поверхность фотоэлемента. Поэтому выбирают оптимальные размеры сетки. Выводы от этих контактов выполняют в виде кольца, полукольца или прямоугольной рамки. Возможны и другие варианты выводов.

Для защиты от механических повреждений, влаги и загрязнений фотоэлементы помещают в корпус. Конструкции корпусов имеют разнообразную форму: в виде круглых и прямоугольных таблеток, прямоугольников, колец и полуколец.

Рабочая поверхность фотоэлементов покрывается специальным веществом (лак, пластмасса и др.), прозрачным для заданной области спектра света, и выполняется в виде плоской или выпуклой (фокусирующей) поверхности. Выпускаемые промышленностью фотоэлементы могут стабильно работать в течение длительного времени при изменении внешних условий — влажности, температуры. Допускают значительные световые перегрузки.

Надежность фотоэлементов большая. В космических аппаратах фотоэлементы выходят из строя по причине радиационного разрушения и микрометеоритной бомбардировки. Длительность работы солнечных батарей в космических аппаратах составляет от нескольких дней для

фотоэлементов без защиты, до сотен дней при защите светочувствительной поверхности стеклом и кварцем.

Одним из способов дальнейшего увеличения к. п. д. является создание многослойных фотоэлементов из полупроводников с разной шириной запрещенной зоны. Часть энергии, прошедшая через первый слой полупроводника, поглощается во втором и т. д. Тыльные контакты в этом случае выполняют в виде сетки. При преобразовании световой энергии к. п. д. двухслойных фотоэлементов может достигать 30%, а трехслойных — 37%.

Применение фотоэлементов

Фотогальванические приемники излучения используют в различных отраслях науки и техники, там, где необходима регистрация световых потоков, контроль различных величин с помощью света, а также в качестве надежных источников питания.

Фотоэлементы применяют в различных приборах для измерения параметров световых потоков — в люксметрах, люменометрах, экспонометрах. Особенно широко их применяют в устройствах кинофотоаппаратуры, в устройствах сигнализации и управления автоматическими процессами в производстве, для ввода информации в ЭВМ, в кодирующих и декодирующих устройствах фототелеграфии. Так как фотоэлемент обладает малым уровнем собственных шумов, то его применяют в схемах для регистрации световых сигналов слабых освещенностей.

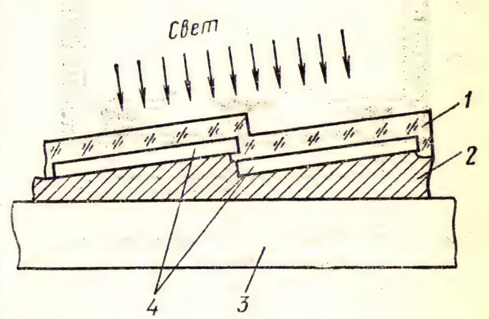


Рис. 9.18. Схема монтажа солнечных фотоэлементов на панели космического корабля:

1 — стекло; *2* — клей; *3* — алюминиевая панель; *4* — фотоэлементы

Наиболее распространенным является применение фотоэлементов как источников питания от солнечного света. Фотоэлементы собирают в батареи и ставят в аппаратуру (рис. 9.18). Солнечные батареи успешно работают в переносных радиоприемниках, телевизорах, в выносных телеметрических и метеорологических устройствах, в промежуточных усилителях телефонных и телеграфных линий, где затруднен подвод электропитания. В стационарных условиях солнечные батареи чаще всего используют вместе с аккумуляторами, которые заряжаются в солнечное время и питают аппаратуру ночью или в облачные дни.

Солнечные батареи с успехом используют в искусственных спутниках земли, космических кораблях и орбитальных станциях. Обладая небольшим весом, солнечные фотоэлементы отдают большую мощность. Это существенно для космических аппаратов, где вес играет большую роль. Солнечные элементы для космических целей несколько отличны

от солнечных элементов, применяемых на поверхности земли. Для первых приходится подбирать тип исходного полупроводника и специальные защитные вещества, чтобы уменьшить влияние потока космических частиц на параметры и характеристики. Для защиты от повреждения микрометеоритами солнечные батареи покрываются специальными защитными материалами, прозрачными к спектру солнечного света, например тонким слоем кварца.

Солнечные батареи монтируют на внешних поверхностях панелей космических кораблей. Солнечные элементы могут длительное время работать в космических условиях. Пример тому — успешная работа спутников Земли и первого в мире неземного космического вездехода «Луноход-1».

На «Луноходе-1» солнечные батареи открывались во время лунного дня. Преобразуя солнечную энергию, они питали не только аппаратуру вездехода, но и заряжали аккумуляторы.

Кремниевые фотоэлементы могут быть использованы в устройствах измерения температуры в диапазоне от 350 до 2000° С, так как они чувствительны в красной и инфракрасной областях спектра.

§ 9.3. ФОТОДИОДЫ

Фотодиодом называют фотогальванический приемник излучения без внутреннего усиления, фоточувствительный элемент которого содержит структуру полупроводникового диода.

На рис. 9.19 показана структура фотодиода.

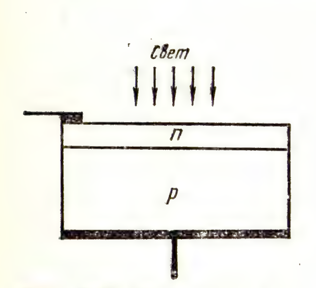


Рис. 9.19. Структура фотодиода

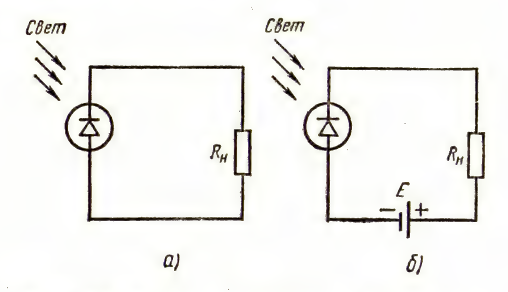


Рис. 9.20. Схема включения фотодиода в вентильном (*а*) и фотодиодном (*б*) режиме

Фотодиоды отличаются от фотоэлементов тем, что могут работать как в ф о т о г а л ь в а н и ч е с к о м режиме — рабочем режиме фотоэлементов, так и в ф о т о д и о д н о м с внешним источником напряжения, приложенного в запирающем направлении.

В фотогальваническом режиме, называемом иногда вентильным, внешнее напряжение в цепи фотодиода отсутствует (рис. 9.20, *а*). При освещении фотодиода на его выводах появляется напряжение U и через нагрузку $R_н$ течет ток

$$I = U/R_н = I_ф - I_0\left(e^{\frac{eU}{kT}} - 1\right). \qquad (9.20)$$

Если последовательно с нагрузкой подключить источник напряжения E (рис. 9.20, *б*), то в цепи появится ток, равный разности встречных токов, текущих через *p-n*-переход:

$$I=\frac{U+E}{R_{н}}=I_{ф}-I_{0}\left(e^{\frac{e\,(U+E)}{kT}}-1\right). \qquad (9\cdot21)$$

Это основное уравнение, определяющее работу фотодиода при внешнем напряжении. Когда напряжение приложено к *p-n*-переходу в обратном направлении, высота потенциального барьера возрастает, и через переход будет течь ток неосновных носителей.

При отсутствии освещения через фотодиод течет темновой ток.

Характеристики и параметры

На рис. 9.21 представлено семейство вольт-амперных характеристик фотодиодов.

Характеристики в квадранте *I* соответствуют подключению фотодиода к источнику напряжения в прямом направлении. В квадранте *IV* изображены характеристики работы фотодиода в фотогальваническом режиме. Пересечение кривых с осью токов соответствует режиму короткого замыкания $I_{к}$, т. е. выводы фотодиода замкнуты накоротко, а пересечение кривых с осью напряжений — режиму холостого хода при разомкнутых выводах $U_{х}$. В квадранте *III* показано семейство вольт-амперных характеристик фотодиода в фотодиодном режиме. Рабочим участком характеристик является область насыщения. Участок насыщения вольт-амперной характеристики у серийно выпускаемых фотодиодов соответствует напряжениям от десятых долей до единиц вольта.

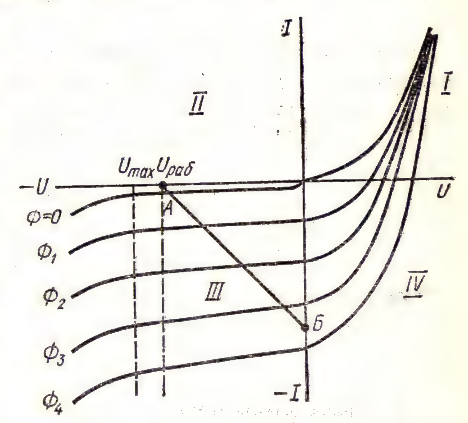


Рис. 9.21. Вольт-амперные характеристики фотодиода при различных значениях светового потока

При малых напряжениях на переходе ток во внешней цепи приблизительно равен току короткого замыкания $I \approx I_{к}$. Ток фотодиода при больших отрицательных напряжениях определяется суммой тока короткого замыкания и темнового тока в соответствии с (9.21):

$$I=I_{к}+I_{0}.$$

Максимально допустимое рабочее напряжение на 30—40% ниже пробивного напряжения $U_{пр}$.

Кривая, проходящая через начало координат, соответствует вольт-амперной характеристике фотодиода при отсутствии освещения и ни-

чем не отличается от характеристики обычного полупроводникового диода. Эту характеристику называют темновой вольт-амперной характеристикой.

При освещении ток, текущий через фотодиод, увеличивается и характеристика смещается по оси токов. Наклон характеристик к оси напряжений несколько изменяется. С увеличением светового потока ток пропорционально растет.

На семействе характеристик проведена нагрузочная прямая. Она пересекает ось напряжений в точке A. Через затемненный фотодиод протекает небольшой темновой ток. Величина темнового тока для германиевых фотодиодов составляет 10—20 мкА, а для кремниевых — 1—2 мкА. При этом почти все напряжение источника питания приложено к фотодиоду. При освещении напряжение на нагрузке растет пропорционально току и при величине светового потока Φ_4 практически достигает величины напряжения источника питания. А напряжение на фотодиоде близко к нулю. Большая чувствительность по напряжению — одно из преимуществ фотодиодного режима.

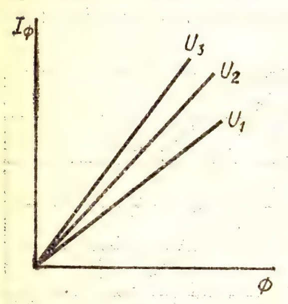


Рис. 9.22. Световые характеристики фотодиода

Так как ток, текущий через нагрузку, достигает величины тока коротного замыкания, то напряжение сигнала на нагрузке по величине почти равно напряжению источника питания. Такой сигнал во много раз превышает сигнал, получаемый в фотогальваническом режиме.

Световые характеристики фотодиода представляют собой зависимость фототока от величины светового потока, падающего на фотодиод (рис. 9.22). Они линейны при изменении светового потока в широких пределах. Так, у германиевых фотодиодов в фотодиодном режиме насыщение световых характеристик происходит при интенсивностях порядка от тысячи до десятков тысяч люксов, а у кремниевых свыше сотен тысяч люксов. В вентильном режиме насыщение световых характеристик наступает при значительно меньших уровнях освещенности.

По световой характеристике определяется интегральная чувствительность фотодиода:

$$K = I_ф/\Phi.$$

Измеряется чувствительность в миллиамперах на люмен (мА/лм).

У некоторых образцов германиевых фотодиодов интегральная чувствительность достигает 30 мА/лм. Чувствительность фотодиода различна для разных длин волн спектра светового излучения. Зависимость чувствительности фотодиода от длины волны спектра называется спектральной характеристикой. Чувствительность фотодиода в основном зависит от полупроводникового материала.

Для каждого полупроводника существует некоторая область спектра излучения, энергия фотонов которой достаточна для создания элек-

тронно-дырочных пар в материале. Энергия фотонов $h\nu$ должна превышать ширину запрещенной зоны ΔW:

$$h\nu \geqslant \Delta W,$$

где h — постоянная Планка; ν — частота светового излучения.

Для кремниевых и германиевых фотодиодов спектральные характеристики совпадают со спектральными характеристиками фотоэлементов. Спектральная характеристика кремниевых фотодиодов охватывает участок спектра с максимумом около 0,9 мкм. Спектральная характеристика германиевых фотодиодов также имеет максимум в инфракрасной области спектра при длине волны около 1,5 мкм. В сторону больших длин волн наблюдается сильный спад чувствительности с границей около 2 мкм для германиевых и 1,1 для кремниевых фотодиодов.

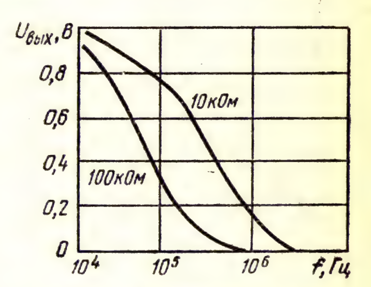
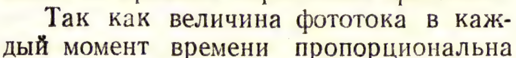


Рис. 9.23. Частотные характеристики кремниевого фотодиода

Частотная характеристика показывает зависимость амплитуды выходного сигнала фотодиода от частоты модуляции светового потока, падающего на фотодиод. На рис. 9.23 показаны частотные характеристики кремниевых фотодиодов при двух сопротивлениях нагрузки. Инерционность фотодиодов зависит от времени нарастания фототока.



Так как величина фототока в каждый момент времени пропорциональна количеству неосновных носителей, скорость нарастания фототока зависит от времени жизни неосновных носителей и времени диффузии (пролета) неосновных носителей от места генерации до p-n-перехода $t_{прол}$. В фотодиодах время $t_{прол}$ значительно меньше времени жизни. Поэтому постоянную времени фотодиода можно определить из выражения

$$\tau_ф \approx t_{прол} = \frac{d_б^2}{2D},$$

где $d_б$ — толщина базовой области; D — коэффициент диффузии носителей.

Толщина базы у сплавных фотодиодов составляет десятки микрометров, а у диффузионных — 3—5 мкм. Коэффициент диффузии дырок (электроны имеют большую скорость) составляет для кремния 10 см^2/с. Тогда для $d_б$ = 10 мкм имеем постоянную времени порядка 10^{-7} с. В реальных фотодиодах эта величина выше и доходит до 10^{-5} с. Полоса пропускания для сплавных фотодиодов около 100 кГц, а у диффузионных достигает нескольких мегагерц.

При воздействии на фотодиод световых прямоугольных импульсов закон нарастания выходного электрического импульса определяется выражением

$$I_ф = I_{ф.\ уст}\left(1 - e^{-\frac{t}{t_{прол}}}\right),$$

а спад — выражением

$$I_ф = I_{ф.\,уст}\, e^{-\frac{t}{t_{прол}}},$$

где $I_{ф.\,уст}$ — установившееся значение фототока при данном световом потоке.

Собственные шумы фотодиодов играют существенную роль при малых световых потоках. Шумовой спектр фотодиода можно разделить на область низкочастотного шума и область белого шума. На низких частотах преобладают избыточные (поверхностные) шумы,

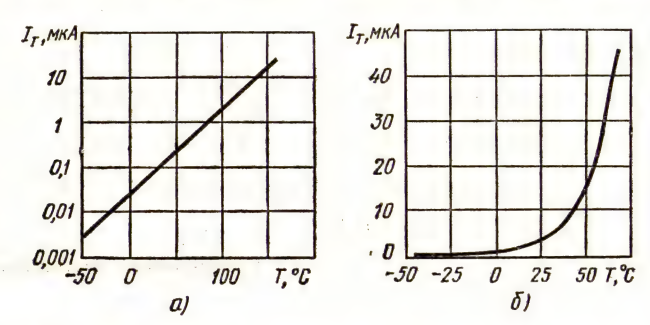


Рис. 9.24. Типовые зависимости темнового тока кремниевых (*а*) и германиевых (*б*) фотодиодов от температуры окружающей среды

а область белого шума обусловлена дробовым шумом и тепловым шумом омического сопротивления базы. Шумы фотодиодов определяют световой поток, вызывающий на выходе фотодиода сигнал, различимый на фоне собственных шумов. Порог чувствительности оценивается световым эквивалентом шума

$$F_п = \frac{I_ш}{\sqrt{\Delta f}\,K},$$

где $I_ш$ — шумовой ток, измеренный в полосе частот 1 Гц; K — интегральная чувствительность.

Величина шумового тока фотодиодов составляет сотые и десятые доли микроампера.

Параметры фотодиодов, как и параметры других полупроводниковых приборов, зависят от температуры окружающей среды. В первую очередь изменение температуры сказывается на величине темнового тока. Особенно существенно это для германиевых приборов. На рис. 9.24 представлены зависимости темнового тока германиевых (при обратном смещении 10 В) и кремниевых (при обратном смещении 20 В) приборов: кривые начинают возрастать уже при температуре порядка 30—40° С. Темновой ток кремниевых фотодиодов изменяется более резко. Однако величины его становятся соизмеримы с темновым током германиевых приборов при температурах больше +80° С.

С увеличением темнового тока уменьшается сопротивление фотодиода. В то же время фототок от температуры изменяется мало. Интегральная чувствительность фотодиодов возрастает на 0,3—1% с увеличением температуры на каждый градус. Инерционность фотодиодов в вентильном режиме при понижении температуры ниже 0° С уменьшается и сравнивается с инерционностью в фотодиодном режиме. Это можно объяснить увеличением времени жизни носителей.

Для сравнения на рис. 9.25 представлены зависимости инерционности фотодиодов в вентильном и фотодиодном режиме в диапазоне температур.

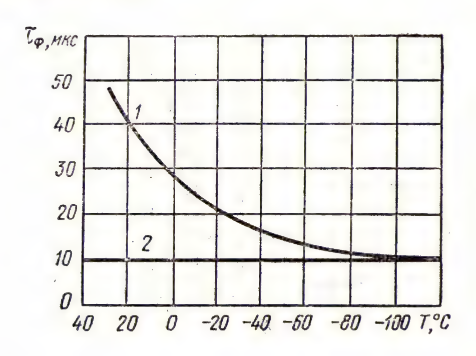


Рис. 9.25. Инерционность фотодиодов в вентильном (*1*) и фотодиодном (*2*) режимах в диапазоне температур

Рис. 9.26. Структура фотодиода типа *p-i-n*

Рассмотренные основные характеристики и параметры достаточно полно характеризуют фотодиоды.

Разработаны новые фотодиоды на основе арсенида галлия, антимонида индия и других полупроводниковых материалов. Они имеют более широкие спектральные характеристики с границей около 4,5—5,5 мкм. Постоянные времени таких фотодиодов менее 10^{-6} с. Однако при работе чувствительные элементы необходимо охлаждать до 77 К.

К быстродействующим фотодиодам относятся фотодиоды с *p-i-n*-структурой. Принцип действия их (рис. 9.26) основан на создании электронно-дырочных пар непосредственно в области собственной электропроводности *i*. Сильное электрическое поле (10^3 — 10^5 В/см) в *i*-области разделяет носители за время приблизительно 10^{-9} с. Большая скорость пролета носителей и малая толщина базы $d_б$ определяют постоянную времени порядка 10^{-9} — 10^{-10} с, что соответствует частотному диапазону до 10 ГГц.

Технология и конструкция фотодиодов

При производстве фотодиодов используют сплавную и диффузионную технологию изготовления *p- n*-переходов. Полученный диффузионным способом кристалл германия припаивают на коваровую или никелевую пластинку (рис. 9.27, *а*). При большой площади перехода

контакты к диффузионному слою *p*-типа выполняют в виде кольца или сетки напылением алюминия. Электрод подсоединяют к контактам методом термокомпрессии. Если площадь перехода мала, то контакт выполняют термокомпрессией тонкого золотого электрода непосредственно к слою *p*-типа.

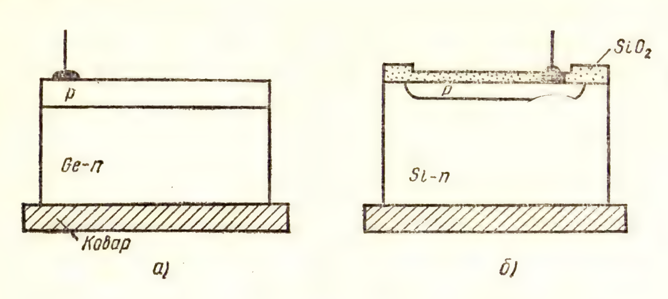


Рис. 9.27. Структура диффузного (*а*) и планарного (*б*) фотодиода

В последнее время стали применять планарную технологию (рис. 9.27, *б*), широко используемую при изготовлении других полупроводниковых приборов. Контакт к *p*-слою кремния осуществлен напылением алюминия. К нему термокомпрессией подсоединен тонкий золотой электрод, соединяющийся с выводом фотодиода. Поверхность фотодиода защищена окисью кремния, являющейся также просветляющим слоем, повышающим чувствительность фотодиода.

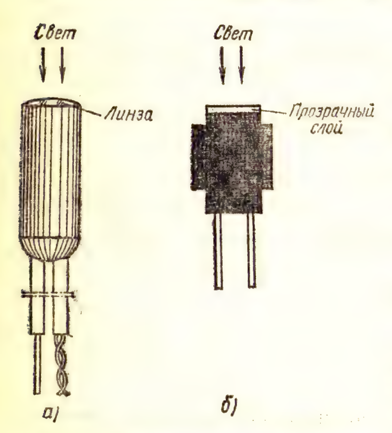


Рис. 9.28. Конструкции фотодиодов:
а — ФД-2; *б* — ФД-3

В настоящее время фотодиоды имеют разнообразное конструктивное оформление: плоскостные торцевые фотодиоды, плоскостные лицевые и др. На рис. 9.28 представлены конструкции отечественных фотодиодов ФД-2 и ФД-3. В фотодиоде ФД-2 кристалл германия закреплен в корпусе с помощью кристаллодержателя. Выводы проходят наружу через стеклянный изолятор. В верхней части корпуса закреплена стеклянная линза, фокусирующая световое излучение на поверхность кристалла. Конструкция фотодиода ФД-3 проще. Кристалл германия с выводами герметизируют пластмассой, прозрачной к определенной части спектра. Поверхность корпуса покрывают светонепроницаемым лаком, кроме окна напротив светочувствительной поверхности кристалла.

Фотодиоды имеют большую механическую прочность, устойчивы к значительным механическим и климатическим нагрузкам (удары, ускорения, влага, давление, термоудары и т. п.).

Применение фотодиодов

Фотодиоды применяют в различных областях науки и техники. Это обусловлено чувствительностью фотодиодов в видимой, ультрафиолетовой и инфракрасной областях спектра, возможностью работы при небольшом напряжении и малом токе, слабыми шумами, большим сроком службы, а также простотой схемы применения. Так, в вычислительной технике фотодиоды используют в устройствах ввода и вывода информации. Скорость считывания информации достигает 2000 знаков в секунду. Широко используют фотодиоды в регистрирующих и измерительных приборах фотометрии, в киноаппаратуре и фототелеграфии.

В последние годы фотодиоды стали применять для автоматизации производственных процессов. Широкое применение фотодиоды должны найти в быстро развивающейся оптоэлектронике. В основном фотодиоды используют в фотодиодном режиме, т. е. при обратном смещении *p-n*-перехода. Однако в некоторых случаях целесообразно применять вентильный режим, в котором шумы значительно меньше. Например, при регистрации малых световых потоков, когда сигнал сравним с уровнем шумов и изменения темнового тока сравнимы с фототоком.

§ 9.4. ФОТОТРАНЗИСТОРЫ

Фототранзистором называют фотогальванический приемник излучения, фоточувствительный элемент которого содержит структуру транзистора, обеспечивающую внутреннее усиление.

Фототранзистор, так же как и обычный транзистор, конструктивно представляет собой полупроводниковый кристалл с чередующимися областями электронной и дырочной электропроводности *p-n-p* или *n-p-n*. На рис. 9.29 приведена структура фототранзистора типа *p-n-p* с освещением базовой области. Практически может освещаться любая область: базовая, эмиттерная, коллекторная или даже все области. При этом световой поток может падать на кристалл параллельно *p-n*-переходам или перпендикулярно. Наибольшая эффективность достигается при перпендикулярном направлении светового пучка плоскости переходу коллектор—база и при освещении базовой области.

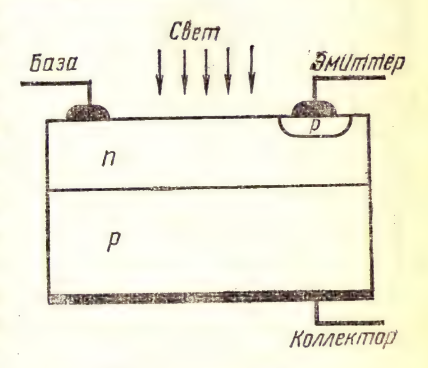


Рис. 9.29. Структура фототранзистора

Фототранзистор можно включать в измерительные схемы как обычный транзистор в схеме с общим эмиттером, общей базой и общим коллектором, и как диод с отключенной базой, эмиттером или коллектором (рис. 9.30). При включении фототранзистора как двухполюсника последние две схемы (рис. 9.30, *а*, *б*) не отличаются от схемы включе-

ния фотодиода в фотодиодном режиме. Наибольшее распространение получила схема включения фототранзистора с общим эмиттером и отключенной или подключенной базой.

Рассмотрим работу *p-n-p*-фототранзистора при отключенной базе (рис. 9.30, *в*). К коллекторному переходу приложено обратное напряжение, а к эмиттерному — прямое. В области базы при освещении возникают электронно-дырочные пары. Дырки диффундируют к коллекторному переходу и под действием электрического поля переносятся в коллекторную область. Электроны движутся к эмиттерному пере-

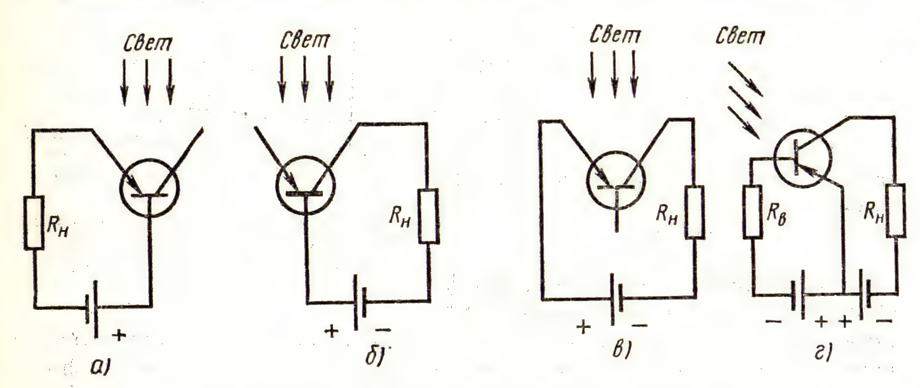


Рис. 9.30. Схемы включения фототранзистора:
а — с изолированным коллектором; *б* — с изолированным эмиттером; *в* — с изолированной базой; *г* — с общим эмиттером

ходу, но наличие потенциального барьера не дает возможности всем электронам его преодолеть, поэтому в базовой области происходит накопление электронов, при этом изменяется ее заряд, а следовательно, и потенциал между базовой и эмиттерной областями. Потенциальный барьер понижается, это приводит к увеличению потока носителей, переходящих в базу из эмиттера. Часть носителей рекомбинирует в базе. Коллекторный ток равен току эмиттера и определяется из выражения

$$I_к = \beta I_ф + I_т, \qquad (9.22)$$

где $\beta = \alpha/(1-\alpha)$ — коэффициент передачи тока базы; $I_т$ — неуправляемый (темновой) ток коллектора в схеме с ОЭ; $I_ф$ — фототок.

Коэффициент $\beta \gg 1$, поэтому первичный фототок, возникающий в базе, оказывается усиленным в β раз. Если фототранзистор затемнен ($I_ф = 0$), то через него протекает темновой ток, равный

$$I_т = \frac{1}{1-\alpha} I_{кбо} \approx \beta I_{кбо},$$

где $I_{кбо}$ — обратный ток коллекторного перехода в схеме с общей базой, т. е. темновой ток фототранзистора значительно больше темнового тока фотодиода (принимая переход коллектор—база за фотодиод).

Уравнение (9.22) описывает статические выходные вольт-амперные характеристики фототранзистора. Выходные вольт-амперные ха-

рактеристики фототранзистора при разных значениях светового потока приведены на рис. 9.31. Сравнивая эти характеристики с выходными вольт-амперными характеристиками обычного транзистора, можно заметить, что приращение коллекторного тока в первом случае происходит за счет увеличения базового фототока от светового потока или от увеличения тока базы во втором случае.

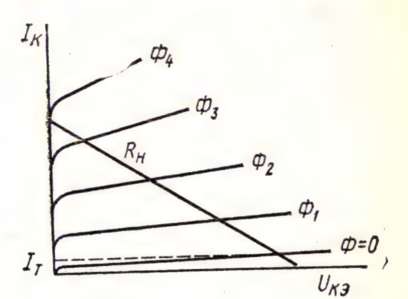


Рис. 9.31. Выходные вольт-амперные характеристики фототранзисторов ($Ф_1 < Ф_2 < Ф_3 < Ф_4$)

Зависимость тока коллектора от светового потока можно записать

$$I_к = KФ, \quad (9.23)$$

где K — интегральная чувствительность фототранзистора.

Сравнивая (9.23) с выражением $I = \beta I_б$ для тока коллектора при электрическом входном сигнале, получаем

$$KФ = \beta I_б.$$

Это равенство показывает, что фототранзисторы обладают двумя входами: оптическим и электрическим. Использование оптического и электрического сигналов значительно расширяет возможности фототранзистора. Обычно электрический вход используется для стабилизации рабочей точки на линейном участке характеристики и компенсации различных внешних воздействий.

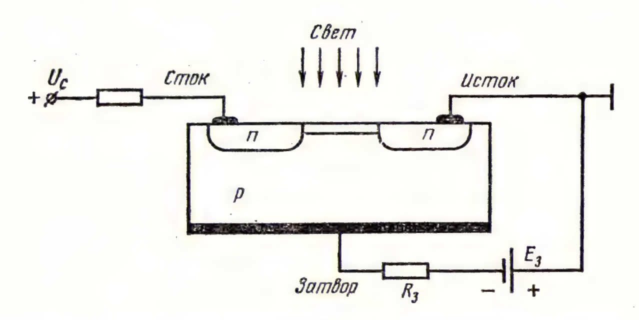


Рис. 9.32. Структура полевого фототранзистора и схема его включения

В последнее время в качестве фотоприемников стали использовать полевые фототранзисторы. Они обладают: высоким входным сопротивлением, что позволяет работать при больших уровнях сигналов; высокой фоточувствительностью (до десятков А/лм); полосой пропускания $10^6 — 10^7$ Гц. На рис. 9.32 представлена структура полевого транзистора и схема его включения.

Между областями n-типа истока и стока в объеме полупроводника p-типа образуется проводящий канал n-типа электропроводности,

по которому протекает ток основных носителей. Сечение канала определяет величину тока стока. При освещении вблизи перехода, образованного между каналом и p-областью, создаются электронно-дырочные пары. Под действием электрического поля перехода происходит разлет электронно-дырочных пар. Фототок, протекающий через цепь затвора, вызывает на внешнем сопротивлении $R_з$ падение напряжения и изменяет потенциал затвора.

Изменение тока стока определяется, как и в обычном полевом транзисторе:

$$I_с = SU_{зн} = SR_з I_{фз},$$

где S — крутизна транзистора.

Чувствительность полевого фототранзистора

$$K = I_с/\Phi.$$

Параметры и характеристики

Выходные характеристики фототранзисторов были представлены на рис. 9.31. Характеристики имеют наклон, увеличивающийся с повышением освещенности. Это можно объяснить модуляцией толщины базы при изменении $U_{кэ}$ и утечкой тока по поверхности коллекторного перехода. Важным параметром является темновой ток. Величина его, как правило, не превышает десятков микроампер для германиевых фототранзисторов и единиц микроампер для кремниевых.

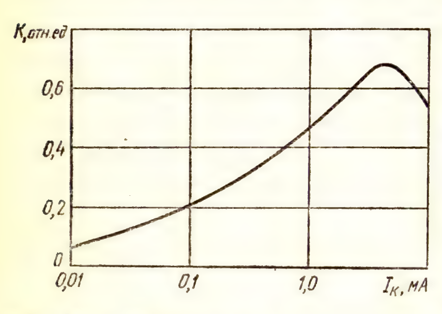


Рис. 9.33. Зависимость интегральной чувствительности фототранзисторов от коллекторного тока

Чувствительность фототранзисторов (см. формулу 9.23) зависит от величины тока коллектора, так же как и коэффициент передачи тока базы β (рис. 9.33). При работе в микрорежиме чувствительность резко падает. Интегральная чувствительность биполярных фототранзисторов достигает 2—10 А/лм, а у полевых фототранзисторов составляет от десятков до сотен ампер на люмен.

Входные характеристики фототранзисторов такие же , как и у обычных транзисторов.

Спектральные характеристики фототранзисторов практически не отличаются от спектральных характеристик фотоэлементов.

Одной из важнейших характеристик фототранзисторов является световая характеристика. На рис. 9.34 приведены семейства световых характеристик биполярного и полевого фототранзисторов. Видно, что выходные токи $I_к$ и $I_ф$ возрастают с увеличением светового потока. Причем ток $I_к$ растет быстрее при больших напряжениях коллектор—эмиттер. Для полевых фототранзисторов, обычно включаемых по схеме с автоматическим смещением на затворе, наблюдается линейный

участок характеристики, ограниченный минимальным и максимальным потоком. При малых уровнях светового потока ток стока близок к нулю, так как транзистор практически заперт. А при очень больших потоках напряжение на затворе почти перестает влиять на ток стока.

Фототранзисторы способны работать при большой частоте модуляции светового потока. Быстродействие биполярных фототранзисторов будет зависеть от скорости изменения напряжения $U_{эб}$ и времени пролета неосновных носителей через базу. Если пренебречь влиянием емкости эмиттера, то ток эмиттера будет изменяться безынерционно, а ток коллектора изменится через время $t_{прол}$.

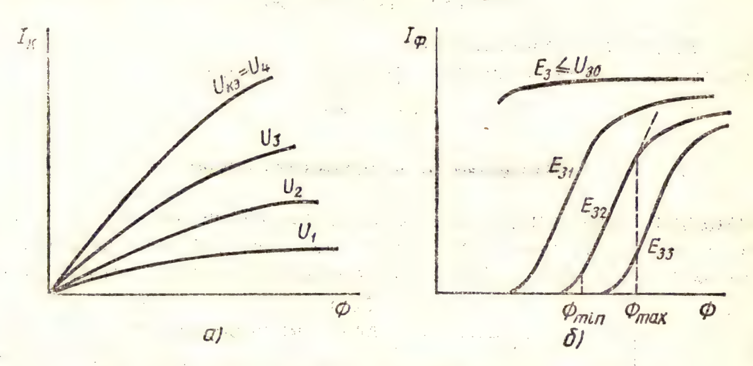


Рис. 9.34. Световые характеристики фототранзистора:
а — биполярного; *б* — полевого

Постоянная времени в схеме с общим эмиттером в ($\beta + 1$) раз больше, чем у фотодиодов, и составляет 10^{-5} с. Полоса пропускания до 10^5 Гц.

Определим для полевого фототранзистора инерционность, связанную с временем пролета основных носителей через канал:

$$t_{прол} = l_к / v_0,$$

где $l_к$ — длина канала; v_0 — скорость пролета основных носителей.

Так как $l_к \approx 1{,}5 \cdot 10^{-2}$ см, то $t_{прол} \approx 10^{-9}$ с. С учетом инерционности цепи затвора имеем постоянную времени порядка 10^{-5} — 10^{-6}с и полосу пропускания до 10^7 —10^8 Гц. Величина входной емкости достигает 5—15 пФ.

В фототранзисторах основными шумами являются тепловой и дробовой шум, и по сравнению с фотодиодами шумовой ток в ($\beta + 1$) раз больше. Однако так как интегральная чувствительность фототранзистора в ($\beta + 1$) раз больше интегральной чувствительности фотодиода, то порог чувствительности фототранзистора, определяемый световым эквивалентом шума, не зависит от величины β

$$F_п = \frac{U_ш}{KR_н}, \qquad (9.24)$$

где $U_ш$ — напряжение шума; K — интегральная чувствительность; $R_н$ — сопротивление нагрузки.

Параметры фототранзисторов в значительной степени зависят от температуры окружающей среды. Изменение температуры в первую очередь сказывается на величине темнового тока и чувствительности фототранзисторов. С ростом температуры чувствительность фототранзисторов увеличивается. С повышением температуры у германиевых фототранзисторов скорость роста темнового тока составляет 10%/К. Выходной ток фототранзисторов в меньшей мере зависит от температуры. Так, для кремниевых фототранзисторов изменение тока коллектора в диапазоне температур от —50 до +125° С составляет при малых токах (около миллиампера) примерно 0,02 мА/К, при токе в десятки миллиампер — 0,17 мА/К. Германиевые фототранзисторы работают в диапазоне температур от —50 до +75° С.

Технология и конструкции

Первые фототранзисторы изготовлялись по сплавной технологии. Однако сплавные фототранзисторы обладают существенным недостатком. Значительная часть освещенной поверхности затемнена эмиттером. Поэтому добиться высокой чувствительности таких фототранзисторов невозможно. В дальнейшем стали использовать сплавно-диффузионную и диффузионную технологию. В последние годы при производстве фототранзисторов широко используют планарную технологию. На рис. 9.35 представлена структура кремниевого планарного фототранзистора.

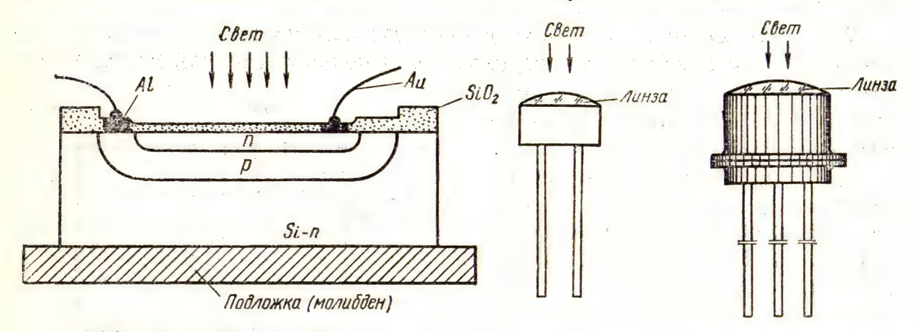


Рис. 9.35. Структура кремниевого планарного фототранзистора

Рис. 9.36. Конструкции фототранзисторов

Так как толщина базы мала, то обеспечивается не только большая величина коэффициента передачи тока β, но и высокая граничная частота. По планарной технологии изготовляют и полевые фототранзисторы.

При конструировании фототранзисторов очень важным является выбор оптимальной конструкции для получения высокой чувствительности и широкой полосы пропускания. Конструктивно фототранзисторы могут выполняться как в корпусах, аналогичных обычным транзисторам, так и в специфических корпусах. Перед фоточувствительной поверхностью кристалла в корпусе фототранзистора имеется отвер-

стие, закрытое фокусирующей линзой, прозрачной для данной области спектра. На рис. 9.36 представлены типичные конструкции фототранзисторов. В некоторых схемах применения фототранзисторы включаются с изолированной базой. Поэтому отдельные типы фототранзисторов выпускают с двумя выводами.

Применение фототранзисторов

Области применения фототранзисторов многочисленны. Среди них можно отметить основные: фототелеграфия, фотометрия и фототелефония, ввод и вывод информации в вычислительной технике, в кинофотоаппаратуре, для регистрации видимого, ультрафиолетового и инфракрасного излучения.

§ 9.5. ФОТОТИРИСТОРЫ

Повышение быстродействия и чувствительности фотоприемников стало возможно с появлением нового типа фотоэлектрического прибора — фототиристора (рис. 9.37).

Фототиристором называется фотогальванический приемник излучения с тремя или более p-n-переходами, в вольт-амперной характеристике которого имеется участок отрицательного дифференциального сопротивления.

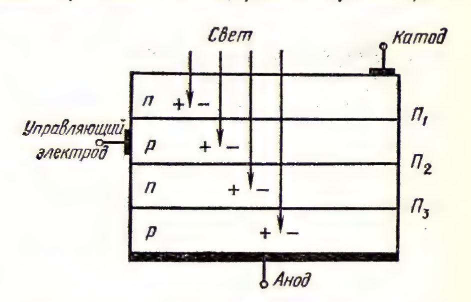


Рис. 9.37. Структура фототиристора

Для рассмотрения принципа действия фототиристора необходимо представить его в виде двух транзисторов, как это было сделано при рассмотрении обычного тиристора (см. § 5.1, рис. 5.1, *б*).

При отсутствии светового сигнала и управляющего тока фототиристор будет находиться в запертом состоянии и через него потечет темновой ток:

$$I_т = \frac{I_к}{1-(\alpha_1+\alpha_2)}, \qquad (9.25)$$

где $I_к$ — ток утечки среднего перехода; α_1 и α_2 — коэффициенты усиления по току транзисторов.

Под действием света в структуре фототиристора образуются электронно-дырочные пары. В зависимости от глубины проникновения света число пар экспоненциально убывает. Носители, генерируемые на расстоянии диффузионной длины от *p*- *n*-переходов, разделяются электрическим полем и создают первичные фототоки $I_{ф1}$, $I_{ф2}$, $I_{ф3}$.

Остальные носители, в особенности у поверхности, рекомбинируют. Фототок, протекающий через фототиристор,

$$I_ф = \frac{I_{ф2}+\alpha_1 I_{ф3}+\alpha_2 I_{ф1}}{1-(\alpha_1+\alpha_2)}. \qquad (9.26)$$

С увеличением интенсивности светового излучения величина фототока растет, что приводит к увеличению коэффициентов усиления по току α_1 и α_2.

Как только суммарный коэффициент усиления по току транзисторов достигает единицы ($\alpha = \alpha_1 + \alpha_2 = 1$), фототиристор переключится в проводящее состояние. Общий ток, протекающий в освещенном фототиристоре, равен сумме темнового тока и фототока:

$$I = \frac{I_к + I_{ф2} + \alpha_1 I_{ф3} + \alpha_2 I_{ф1}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}. \qquad (9.27)$$

Процесс переключения фототиристора с помощью управляющего тока такой же, как и у обычных тиристоров. Возможность управления фототиристором световым и электрическим сигналами позволяет создать принципиально новые схемы.

Характеристики и параметры

Спектральная характеристика фототиристора представляет собой зависимость спектральной чувствительности от длины волны светового излучения. Форма характеристики определяется используемым материалом полупроводника и практически совпадает с формой для других фотоприемников, имеющих *p*- *n*-переходы, т. е. спектральная характеристика кремниевого фототиристора имеет такой же характер, как и кремниевого фототранзистора. Конечно, в зависимости от конструкции прибора, структуры и технологических особенностей максимум характеристики может смещаться в сторону длинных или коротких волн.

Световая характеристика фототиристора представляет собой зависимость фототока, протекающего через прибор, от величины светового потока $I_ф = F(Ф)$. При некоторой величине фототока происходит переключение фототиристора из закрытого состояния в открытое. Этому значению фототока соответствует световой поток $Ф_{вкл}$ (рис.9.38). Начальный участок световой характеристики можно записать в виде

$$I_ф = K_{фт} Ф, \qquad (9.28)$$

где $K_{фт}$ — интегральная чувствительность фототиристора.

В момент включения ток фототиристора.

$$I = I_т + K_{фт} Ф_{вкл}. \qquad (9.29)$$

Фототиристор обладает высокой фоточувствительностью. Интегральная чувствительность фототиристора в $1/[1 - (\alpha_1 + \alpha_2)]$ раз больше интегральной чувствительности фотодиода:

$$K_{фт} = \frac{1}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} K_{фд}. \qquad (9.30)$$

Вольт-амперные характеристики фототиристора выражают зависимость выходного тока фототиристора от напряжения на аноде при различных световых потоках. Семейство вольт-амперных характе-

ристик фототиристора при управлении световым и токовым сигналами записывается в виде

$$U=U_{\text{М}}\sqrt[n]{1-\frac{\alpha I+I_{\text{к}}+\alpha_2 I_{\text{у}}+I_{\Phi 2}+\alpha_2 I_{\Phi 1}+\alpha_1 I_{\Phi 3}}{I}}, \qquad (9.31)$$

где $U_{\text{м}}$ — напряжение лавинного пробоя; n — коэффициент, зависящий от материала и типа электропроводности базовых областей фототиристора; $I_{\text{у}}$ — управляющий ток.

С увеличением светового потока и управляющего тока переключение фототиристора будет проходить при меньших напряжениях. На

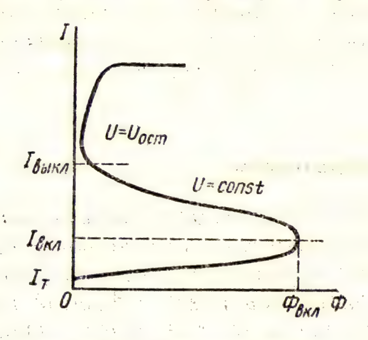


Рис. 9.38. Световая характеристика фототиристора

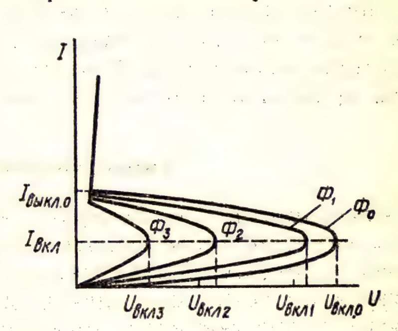


Рис. 9.39. Семейство вольт-амперных характеристик фототиристора: ($\Phi_3>\Phi_2>\Phi_1$)

рис. 9.39 приведены вольт-амперные характеристики фототиристора при различных значениях светового потока.

Зависимость напряжения включения $U_{\text{вкл}}$ от светового потока называют характеристикой управления $U_{\text{вкл}} = f\,(\Phi)$ (рис. 9.40). Рабочая область фототиристора ограничивается пороговым световым потоком $\Phi_{\text{пор}}$ и световым потоком спрямления $\Phi_{\text{спр}}$. Пороговый световой поток определяет минимальный световой поток, к которому нечувствителен фототиристор.

Максимальный световой поток $\Phi_{\text{спр}}$ характеризует спрямление характеристики фототиристора в характеристику диода. Зависимость $U_{\text{вкл}} = f\,(\Phi)$ можно приближенно представить выражением

$$U_{\text{вкл}}(\Phi)=U_{\text{вкл}}(\Phi=0)\,e^{-\frac{B(\Phi-\Phi_{\text{пор}})}{\Phi_{\text{спр}}}},$$

где B — постоянный коэффициент.

Крутизна характеристики управления представляет собой дифференциальную чувствительность фототиристора по напряжению:

$$S_{\text{д. фт}}=\frac{\Delta U_{\text{вкл}}}{\Delta\Phi}.$$

Существенное влияние на вольт-амперные характеристики и параметры фототиристора оказывает температура окружающей среды. Так

же как и у обычного тиристора, температурно зависимыми являются обратный ток перехода $П_2$ (см. рис. 9.37) и коэффициенты усиления α_1 и α_2. С увеличением температуры возрастает обратный ток и растут коэффициенты усиления α_1 и α_2, что приводит к росту темнового тока фототиристора и изменению вольт-амперных характеристик. Основной параметр фототиристора — напряжение включения с увеличением температуры падает, а при понижении температуры растет. На рис. 9.41 представлена зависимость напряжения включения от светового потока при различных значениях температуры.

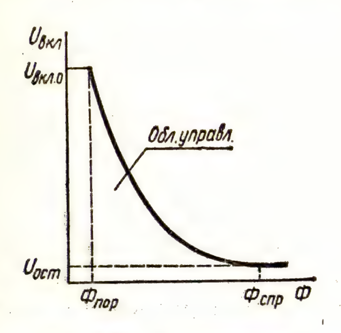


Рис. 9.40. Характеристика управления

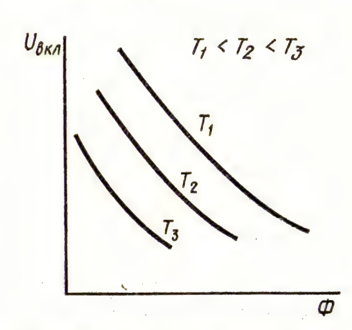


Рис. 9.41. Семейство характеристик управления при различных значениях температуры ($T_3 > T_2 > T_1$)

Быстродействие фототиристоров зависит от времени переходных процессов при включении или выключении. Время выключения определяется временем задержки, обусловленной нарастанием фототока в базе, и временем развития лавинного возрастания тока за счет положительной обратной связи. С увеличением светового потока время задержки уменьшается, поэтому и время включения уменьшается.

Инерционность различных типов фототиристоров находится в пределах 10^{-5} —10^{-8} с. Времена 10^{-7} —10^{-8} с достигаются на приборах, изготовленных по эпитаксиально-планарной технологии с напряжением переключения 100—200 В и прямых токах до десятков миллиампер.

При работе с малыми световыми потоками существенную роль играют шумы самого фототиристора. Проявляются два вида шумов: дробовой и низкочастотный. Для оценки минимального пускового светового потока введен световой эквивалент шума:

$$\Phi_{ш} = \frac{I_{ш}}{\sqrt{\Delta f} K_{фт}},$$

где $I_{ш}$ — шумовой ток; Δf — полоса частот, в которой измеряется $I_{ш}$.

Световой эквивалент шума позволяет оценить порог чувствительности фототиристора.

При изготовлении фототиристоров применяют такие же технологические методы, как при производстве фотодиодов и фототранзисторов. Наряду с хорошо освоенными сплавно-диффузионными и диффузионным методами используют эпитаксиально-планарную технологию. Это возможно, если световой поток направлен перпендикулярно поверхности пластины полупроводника.

Корпуса фототиристоров такие же, как и у обычных тиристоров. С одной стороны в корпусе делается окно, через которое свет попадает на светочувствительную поверхность. Окно закрывается специальным защитным стеклом. У некоторых типов фототиристоров ставится фокусирующая линза.

По сравнению с другими фотоприемниками фототиристоры имеют ряд преимуществ. Так, фототиристоры выпускают в широком диапазоне рабочих напряжений и токов в несколько раз больших, чем у фотодиодов и фототранзисторов. Вследствие внутренней положительной обратной связи чувствительность фототиристоров выше, чем у фотодиодов и фототранзисторов. Управление большой входной мощностью фототиристора осуществляется малой входной мощностью. Наличие управляющего электрода позволяет осуществлять температурную стабилизацию параметров без усложнения электрических схем. Быстродействие фототиристора сравнимо с быстродействием фотодиодов и выше, чем у фототранзисторов.

Фототиристоры можно условно разделить на три группы по предельным эксплуатационным режимам (табл. 9.1).

Таблица 9.1

Параметр	Группа I	Группа II	Группа III
Напряжение переключения, В	200	600	1500
Темновой ток, мкА	200	200	300
Номинальный прямой ток, А	1	10	100
Запускающее излучение, мВт/см^2	0,6—10	0,6—10	15—50

Низковольтные фототиристоры (группа I) имеют напряжение переключения в пределах 20—200 В, а рабочие токи — десятки миллиампер. В основном приборы I группы применяют в слаботочных цепях. В цепях с большими токами используют приборы II и III групп.

Области применения фототиристоров разнообразны. Здесь и автоматическое управление, и контроль производственных процессов, логические и импульсные схемы вычислительной и импульсной техники, а также силовые схемы непрерывного действия в электротехнике. Практически фототиристоры могут использоваться в любых электрических схемах: мультивибраторы, генераторы, усилители, реле, схемы задержки, кольцевые счетчики и др.

Глава 10

МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ

§ 10.1. ДАТЧИКИ ХОЛЛА

Эффект Холла

В основе датчиков э. д. с. Холла лежит явление искривления пути носителей заряда в полупроводниках, находящихся в магнитном поле. Это явление впервые было открыто американским физиком Эдвином Холлом в 1879 г.

Рассмотрим прямоугольную пластину полупроводника с электропроводностью n-типа, расположенную, как показано на рис. 10.1, *а*. В направлении оси x протекает ток I_x от внешнего источника. Пластина помещена в магнитное поле H_y, перпендикулярное направлению тока.

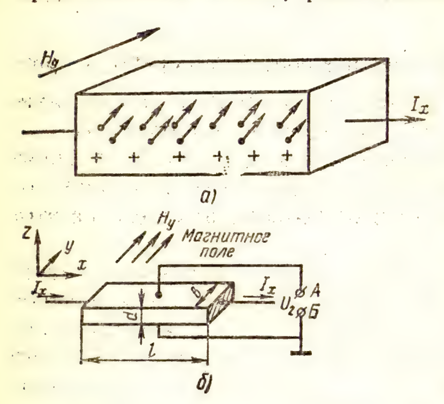


Рис. 10.1. Схема возникновения э. д. с. Холла

В отсутствие магнитного поля электроны двигаются в пластине в направлении электрического поля E_x. В магнитном поле электроны отклоняются под действием силы Лоренца:

$$F = -e\,(v_x\,B_y), \qquad (10.1)$$

где e — заряд электрона; B_y — индукция магнитного поля, направленного вдоль оси y; $v_x = -\mu_n E_x$ — скорость электрона в направлении тока; μ_n — подвижность электронов. Эта сила направлена перпендикулярно как направлению магнитного поля, так и направлению тока (вдоль оси Z, рис. 10.1). Поэтому электроны смещаются перпендикулярно направлению их первоначального движения. При условиях, показанных на рис. 10.1, на зажиме A должен быть отрицательный потенциал относительно зажима $Б$, так как верхняя поверхность полупроводника, к которой отклоняются электроны, будет заряжаться отрицательно, а противоположная поверхность — положительно. Заряды создают в пластине поперечное электрическое поле, названное по имени ученого полем Холла. Процесс образования объемных зарядов у поверхностей прекратится лишь тогда, когда напряженность поля Холла будет полностью компенсировать действие на электроны силы Лоренца. Условие равенства сил, действующих на электрон со стороны электрических и магнитных полей, может быть записано в виде

$$-e\,(v_x\,B_y) = eE_z, \qquad (10.2)$$

откуда может быть определено поле Холла

$$E_z = -(v_x\,B_y) = -\mu_n\,B_y\,E_x \qquad (10.3)$$

или э. д. с. Холла

$$U_z = -\frac{\mu_n B_y}{d} E_x, \qquad (10.4)$$

где d — толщина пластины (рис. 10.1, *б*). *Возникновение э. д. с. Холла называется эффектом Холла.*

Протекающий через образец с шириной b и сечением S ток плотностью j_x, обусловленный действием электрического поля, связан с концентрацией и скоростью электронов соотношением:

$$I_x = j_x S = env_x S = env_x bd. \qquad (10.5)$$

Решая совместно уравнения (10.4) и (10.5), получим

$$U_z = -\frac{1}{en} \cdot \frac{B_y I_x}{d} = R_x \frac{B_y I_x}{d}, \qquad (10.6)$$

где $R_x = -\frac{1}{en}$ — коэффициент Холла, связывающий поперечную разность потенциалов с индукцией магнитного поля. Величина его зависит от материала пластины, содержания примесей и температуры.

Из выражения (10.6) следует, что величина э. д. с. Холла зависит от физических свойств материала пластины, от ее размеров, а также от величины протекающего через нее тока и от воздействующего на этот ток магнитного поля.

Если пластина имеет электропроводность *p*-типа, то основная часть тока создается дырками, движущимися слева направо, тогда в левой части уравнения (10.2) следует поставить знак плюс. Траектории дырок в этом случае будут смещаться вверх, верхняя поверхность будет накапливать положительный заряд и э. д. с. Холла будет положительной.

Вывод выражения для э. д с. Холла сделан без учета хаотического теплового движения электронов и их распределения по скоростям. Более строгий расчет дает формулу для коэффициента Холла в полупроводнике с электропроводностью *n*-типа:

$$R_x = -\frac{3\pi}{8ne}$$

и в полупроводнике с электропроводностью *p*-типа

$$R_x = \frac{3\pi}{8pe}.$$

Для полупроводников, имеющих собственную электропроводность или содержащих носители заряда обоих типов в сравнимых концентрациях, коэффициент Холла описывается выражением

$$R_x = \pm \frac{3\pi}{8e} \cdot \frac{n\mu_n^2 - p\mu_p^2}{(n\mu_n + p\mu_p)^2}. \qquad (10.7)$$

Если концентрации электронов и дырок в образце равны и равны их подвижности, то э. д. с. Холла будет равна нулю, так как направление движения дырок противоположно направлению движения электронов и электроны и дырки будут смещаться магнитным полем в одну и

ту же сторону. В действительности в полупроводниках подвижность электронов больше подвижности дырок, поэтому в собственном полупроводнике э. д. с. Холла соответствует по знаку электронному образцу. При переходе от собственной электропроводности к дырочной э. д. с. Холла проходит через нуль и изменяет знак.

Параметры и характеристики

Датчик Холла представляет собой магнитоэлектрический полупроводниковый прибор, основанный на использовании эффекта Холла. На рис. 10.2 показаны схемы включения датчика Холла.

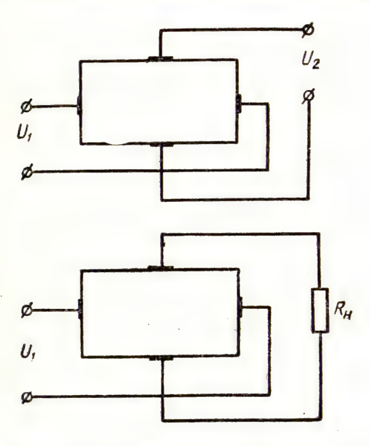


Рис. 10.2. Схемы включения датчика Холла

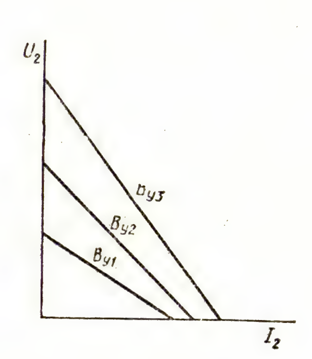


Рис. 10.3. Семейство вольт-амперных характеристик датчика Холла ($B_{у1} < B_{у2} < B_{у3}$)

Напряжение, подаваемое на управляющие электроды U_1, называется входным напряжением датчика Холла, а сопротивление R_1 между этими электродами называется входным сопротивлением.

Величина этого сопротивления при отсутствии магнитного поля определяется по формуле

$$R_1 = \frac{\rho l}{bd}, \tag{10.8}$$

где ρ — удельное сопротивление полупроводника.

С ростом напряженности магнитного поля входное сопротивление увеличивается.

Напряжение между двумя другими (холловскими) контактами называется выходным и обозначается U_2 (рис. 10.2). Сопротивление между холловскими контактами называется выходным и обозначается R_2. Величина его при отсутствии магнитного поля определяется выражением

$$R_2 = \frac{\rho b}{ld}. \tag{10.9}$$

Здесь не учтена неравномерность распределения тока по сечению датчика. Выходное сопротивление, так же как и входное, с увеличением магнитного поля растет.

На рис. 10.3 приведено семейство вольт-амперных характеристик датчика для одного и того же значения входного тока и для нескольких значений индукции магнитного поля. С возрастанием поля крутизна возрастает вследствие того, что возрастает внутреннее сопротивление датчика R_2.

Одной из важных характеристик датчика, позволяющей оценить его эффективность, является коэффициент передачи K. Он определяется как отношение выходного напряжения к входному при заданном значении управляющего магнитного поля:

$$K = U_2/U_1. \tag{10.10}$$

Учитывая выражения (10.8), (10.6) и что $I_1 = U_1/R_1$, можно найти коэффициент передачи:

$$K = \frac{R_x B b}{\rho l}. \tag{10.11}$$

Коэффициент передачи с увеличением индукции магнитного поля возрастает.

Обычно датчик э. д. с. Холла работает на внешнюю нагрузку. Схема включения показана на рис. 10.2 (нижний рисунок). Подводимая к датчику мощность от внешнего источника тока равна

$$P_1 = \frac{I_1^2 \rho b}{ld}. \tag{10.12}$$

Ток, протекающий в выходной цепи датчика Холла,

$$I = \frac{U_2}{R_2 + R_н}, \tag{10.13}$$

где $R_н$ — сопротивление нагрузки.

Мощность, отдаваемая в нагрузку,

$$P_н = I_2^2 R_н = \frac{U_2^2 R_н}{(R_2 + R_н)^2}. \tag{10.14}$$

При согласовании выходного сопротивления и нагрузки достигается максимальная мощность, отдаваемая в нагрузку,

$$P_н = \frac{U_2^2}{4R_2} = \frac{U_2^2 ld}{4\rho b}. \tag{10.15}$$

Учитывая (10.6), получим

$$P_н = \frac{R_x^2 I_1^2 B^2 l}{4\rho b d} \tag{10.16}$$

Максимальная отдаваемая мощность ограничивается предельно допустимой мощностью рассеяния на датчике. Коэффициент полезного действия датчика Холла определяется как отношение мощности, отдаваемой в нагрузку $P_н$, к мощности на его входе:

$$\eta = P_н/P_1.$$

При согласованной нагрузке, учитывая (10.12) и (10.16), к. п. д. датчика

$$\eta=\left(\frac{R_x B l}{2\rho l}\right)^2 \qquad (10.17)$$

К. п. д. датчика Холла обычно не превышает 20%. Величина его не зависит от входного тока.

Для увеличения э. д. с. Холла и выходной мощности необходимо увеличивать входную мощность.

Важной характеристикой датчика Холла является чувствительность γ. Определяется она как э. д. с., возникающая на холловских контактах при единичном управляющем токе и единичном значении магнитной индукции:

$$\gamma=\frac{U_2}{BI_1}=\frac{R_x}{d}\,. \qquad (10.18)$$

Выражение (10.6) с учетом (10.18) примет вид

$$U_2=\gamma I_1 B. \qquad (10.19)$$

Важным параметром датчика Холла является отношение, характеризующее э. д. с. Холла, приходящееся на единицу магнитной индукции. Этот параметр называется магнитной чувствительностью:

$$\gamma_{\text{н}}=\frac{U_2}{B}=\frac{R_x I_1}{d}\,. \qquad (10.20)$$

Изготовление и применение датчиков Холла

Для изготовления датчиков Холла необходимо добиваться следующих основных показателей:

а) высокого значения R_x, когда необходимо получить высокое значение э. д. с. Холла в режиме холостого хода;

б) высокой проводимости при заданном значении коэффициента Холла, когда датчик работает на внешнюю нагрузку, потребляющую ток, и часть э. д. с. Холла падает на внутреннем сопротивлении датчика между электродами Холла, обусловливая вредные потери;

в) низкого температурного коэффициента, коэффициента Холла и проводимости.

Материал, из которого изготовляют датчик Холла, должен иметь максимальную подвижность носителей заряда с минимальными температурными зависимостями подвижности и концентрации носителей заряда.

Из формулы (10.6)' видно, что для получения наибольшего значения э. д. с. Холла необходимо выбирать материал с небольшой электропроводностью.

Для этой цепи используют пленки селенида и теллурида ртути, антимонида индия и твердые растворы этих соединений. Они обладают высокой подвижностью носителей заряда даже в тонких монокристаллических пленках. Тонкопленочные датчики, полученные методом испарения из этих материалов, обладают слабой зависимостью коэффи-

циента Холла и сопротивления от температуры и от напряженности магнитного поля, что определило их широкое применение, несмотря на сравнительно низкую э. д. с. Холла.

Для изготовления датчиков Холла применяют также монокристаллический германий и кремний, легированные мышьяком, фосфором и сурьмой. Датчики, изготовленные из этих материалов, имеют высокий коэффициент Холла и низкий температурный коэффициент (особенно кремниевые). Максимальная величина э. д. с. Холла достигает 1 В.

Применяется для изготовления датчиков Холла антимонид индия, арсенид индия, а также сплав антимонида индия и антимонида галлия. Датчики, изготовленные из этих материалов, имеют сильную зависимость сопротивления и коэффициента Холла от температуры и магнитного поля. Это ограничивает их применение.

Из формулы (10.6) видно, что э. д. с. Холла будет тем выше, чем тоньше образец полупроводника. Поэтому датчики э. д. с. Холла изготовляют в виде пластинок или тонких пленок, тем более, что с их помощью производится измерение магнитных полей в малых зазорах.

Для получения высокого коэффициента передачи геометрические размеры необходимо выбирать в соотношении $l/b = 2 \div 3$.

Полупроводниковый слиток разрезается на пластины, которые посредством шлифовки доводятся до требуемой толщины. Далее пластины разрезают на прямоугольники нужных размеров, которые снабжают четырьмя омическими контактами. Два из них предназначены для подведения к датчику напряжения от внешнего источника. Они выполняются по всей ширине пластины, чтобы получить равномерное распределение входного тока по сечению пластины на всей ее длине. Два других электрода предназначены для регистрации э. д. с. Холла.

Эти контакты должны быть расположены строго в одном сечении, в противном случае между ними будет возникать разность потенциалов и при отсутствии магнитного поля за счет протекания тока.

Учитывая, что выходной ток очень мал, иногда выходные электроды выполняют точечными. Из теллурида и селенида ртути датчики Холла могут быть изготовлены также прессованием порошков при температуре около 500 К.

Пленочные датчики изготавливают посредством нанесения тонких пленок на подложку методом вакуумного испарения исходного материала.

Материалом подложки могут служить слюда, керамика или другие изоляционные материалы. Материал подложки должен обеспечить хорошую адгезию напыляемого материала и иметь с ним близкий температурный коэффициент линейного расширения.

Контакты пленочных датчиков наносят испарением в вакууме. Для стабилизации параметров готовую пленку в течение нескольких часов подвергают термостарению при температуре 100° С. Пленочные датчики тоньше пластиночных. Их толщина определяется в основном подложкой. Преимуществом их является высокое сопротивление, что удобно при согласовании с нагрузкой.

Получили развитие два новых прогрессивных метода изготовления датчиков Холла. Это метод диффузии примеси и метод эпитаксиального выращивания. Оба эти метода широко применяют при изготовлении диодов и транзисторов.

Посредством диффузии примеси на материале *p*-типа образуется *p*- *n*-переход. На диффузионном *n*-слое размещаются электроды, а *p*-*n*-переход служит изолирующим слоем (рис. 10.4).

Рис. 10.4. Диффузионный датчик Холла

При эпитаксиальном выращивании подложкой может быть как монокристаллическая пластина того же материала, так и изоляционные материалы.

Датчики Холла, полученные этими методами, имеют преимущества монокристаллических датчиков (высокий коэффициент Холла и хорошую стабильность) и преимущества пленочных (высокую чувствительность). Толщина рабочего слоя у них не более, чем у пленочных.

Для защиты от механических и климатических воздействий изготовленный датчик покрывают синтетической смолой и приклеивают к изоляционной подложке или помещают в бронзовый корпус. Последний способствует отводу от датчика тепла.

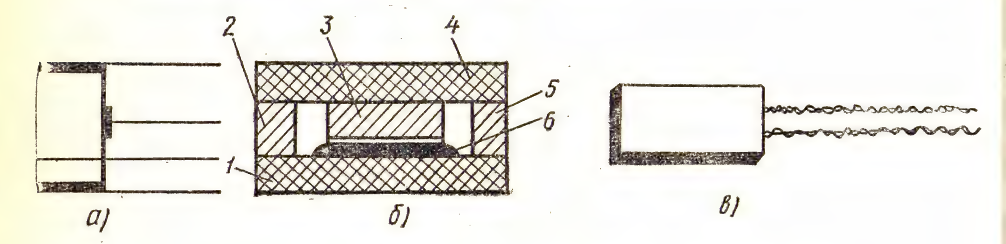


Рис. 10.5. Конструктивные исполнения датчиков Холла

На рис. 10.5 приведено несколько конструктивных исполнений датчика Холла. На рис. 10.5, *а* показан датчик, выпускаемый без корпуса и подлежащий заливке компаундом после установки в воздушный зазор магнитопровода. На рис. 10.5, *в* приведен датчик с оболочкой из эпоксидной смолы. На рис. 10.5, *б* показан датчик, заключенный в ферритовую оболочку с симметричной магнитной системой.

Ферритовое основание *1* и крышка *4* имеют одинаковые размеры. Полупроводниковая пластина *6* наклеена прямо на ферритовое основание. Ферритовый стержень *3* концентрирует магнитный поток на поверхность датчика. Стенки *5* и *2* выполнены из немагнитного материала и обеспечивают необходимый зазор между ферритовым стержнем и полупроводниковой пластиной (обычно 2—3 мкм).

На основе эффекта Холла можно создать ряд устройств и приборов, обладающих ценными и даже уникальными свойствами и занимающих важное место в измерительной технике, автоматике, радиотехнике и т. д.

Так как э. д. с. Холла пропорциональна току I и индукции магнитного поля, то при постоянной величине тока величина э. д. с. будет пропорциональна только индукции магнитного поля. Это позволяет использовать датчики Холла для измерения индукции магнитных полей.

Одним из приборов, в которых используется это свойство, является магнитометр, измеряющий как малые, так и большие поля (10^{-5} — 10^5 А/м).

Кроме того, датчики э. д. с. Холла применяют для измерения токов и мощностей. Если поддерживать постоянной напряженность магнитного поля, то э. д. с. Холла будет изменяться пропорционально величине тока, протекающего через датчик. Если датчик Холла поместить в магнитное поле, пропорциональное протекающему через нагрузку току, и на вход его подать напряжение, пропорциональное напряжению на нагрузке, то э. д. с. Холла будет пропорциональна мощности, выделяемой в нагрузке.

Датчики Холла могут применяться для измерения силы, давлений, углов, перемещений и других неэлектрических величин.

Если, например, датчик Холла перемещать в неоднородном магнитном поле, поддерживая входной ток постоянным, то э. д. с. Холла будет изменяться пропорционально напряженности магнитного поля, а следовательно, и местоположению датчика.

В полупроводниковом производстве эффект Холла используется для измерения подвижности и концентрации носителей полупроводникового материала. Для этой цели на специальном подготовленном образце измеряют э. д. с. Холла и по его величине судят о подвижности и концентрации носителей заряда материала, используемого для изготовления полупроводниковых приборов.

§ 10.2. МАГНИТОРЕЗИСТОРЫ

Магниторезистор представляет собой полупроводниковый резистор, основное свойство которого заключается в способности изменять свое электрическое сопротивление под действием магнитного поля.

Магниторезистивный эффект, или эффект Гаусса, заключается в изменении удельной проводимости полупроводника при изменении воздействующего на него магнитного поля.

Пластина полупроводника помещается во внешнее поперечное магнитное поле, и вдоль нее пропускается ток. Действие силы Лоренца вызывает искривление траектории носителей заряда и приводит к удлинению пути, проходимого носителями между электродами, к которым приложено внешнее электрическое поле, что эквивалентно возрастанию удельного сопротивления полупроводника.

Увеличение сопротивления полупроводника происходит и когда магнитное поле направлено перпендикулярно направлению протекания электрического тока, и когда направление магнитного поля парал-

лельно направлению тока. В первом случае мы имеем дело с поперечным эффектом магнитосопротивления, получившем практическое применение. Второй случай носит название продольного эффекта магнитосопротивления. Практического применения он не нашел из-за слабого изменения сопротивления в магнитном поле.

Магнитосопротивление можно определить как разность между сопротивлением магниторезистора в магнитном поле R_B и без магнитного поля (начальное сопротивление). Начальное сопротивление R_0 определяется материалом и используемой конструкцией.

К факторам, влияющим на магнитосопротивление, относятся геометрия полупроводниковой пластины, концентрация и подвижность носителей. Приращение удельного сопротивления полупроводника в области слабых магнитных полей пропорционально квадратам подвижности и магнитной индукции:

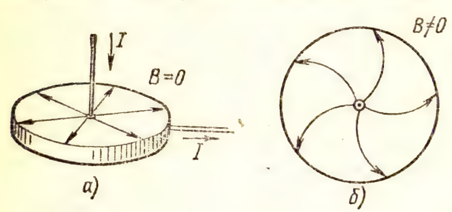


Рис. 10.6. Диск Корбино

$$\frac{\Delta\rho}{\rho_0} = A(\mu B)^2,$$

где A — постоянная, зависящая от материала полупроводника; ρ_0 — удельное сопротивление полупроводника при отсутствии магнитного поля. В более сильных полях показатель степени в выражении лежит в пределах $1 \div 2$. Магнитосопротивление зависит также от формы образца.

Установлено, что магнитосопротивление увеличивается при уменьшении отношения длины пластины к ее ширине. Чем длиннее путь носителя заряда в полупроводнике без соударений с другими частицами, тем больший поток носителей отклоняется. Это означает, что подвижность электронов в полупроводнике играет важную роль для повышения сопротивления. Поэтому при использовании магниторезистивного эффекта чаще всего применяют антимонид индия InSb и арсенид индия InAs, характеризующиеся высокой подвижностью электронов.

Причем второй имеет прирост сопротивления примерно на порядок меньший. В настоящее время разработаны магниторезисторы на основе эвтектического сплава InSb—NiSb.

Магнитосопротивление наибольшее у образцов, имеющих конфигурацию диска (диск Корбино). Дело в том, что относительный рост сопротивления в магнитном поле тем больше, чем выше отношение длины пластины к ее ширине. В диске Корбино ток подводится к центру, а отводится при помощи электрода, опоясывающего диск по окружности. Линии тока будут иметь вид радиальных лучей, расходящихся от центра диска (рис. 10.6, *а*). При помещении диска в магнитное поле электрическое поле Холла не возникает и под действием силы Лоренца линии тока образуют не кратчайший путь от электрода к электроду, а имеют форму кривых (рис. 10.6, *б*).

В плоской полупроводниковой пластине при воздействии магнитного поля в направлении, перпендикулярном плоскости пластины, поле Холла оказывается ослабленным за счет шунтирующего действия токовых электродов. В результате сила Лоренца, воздействующая на электроны, оказывается скомпенсированной не полностью, и траектории их движения искривляются.

Однако магниторезисторы в форме диска и прямоугольника имеют низкое начальное сопротивление.

Лишены этого недостатка конструкции составных магниторезисторов, являющихся последовательным соединением многих прямоугольных магниторезисторов с малым отношением длины пластины к ее ширине.

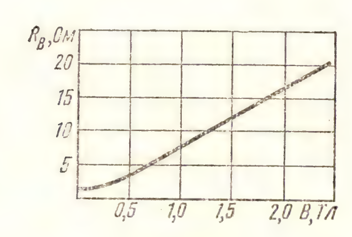


Рис. 10.7. Зависимость сопротивления магниторезистора от магнитной индукции

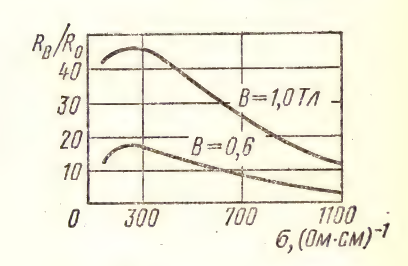


Рис. 10.8. Зависимость магниторезистивного отношения от удельной проводимости полупроводника

Одной из основных характеристик магниторезистора является зависимость $R_в = f(B)$. Эта зависимость (рис. 10.7) при малой магнитной индукции квадратична относительно B, а при больших линейна.

На рис. 10.8 представлена зависимость относительного изменения сопротивления $R_в/R_0$ от удельной проводимости в InSb. Наибольшее значение достигается при использовании материала с удельной проводимостью $\sigma = 250$ (Ом·см)$^{-1}$.

Характеристики магниторезистора сильно зависят от температуры.

Зависимость сопротивления магниторезисторов от индукции внешнего магнитного поля при различных температурах окружающей среды приведены на рис. 10.9. Как видно из рисунка, при увеличении индукции от 0 до 1Т сопротивление при нормальной температуре изменяется приблизительно в 6—12 раз. Поэтому при использовании магниторезисторов в широком интервале температур необходимо предусматривать температурную компенсацию их характеристик.

На рис. 10.10 показаны магниторезисторы, изготовленные из InSb: дисковый в корпусе из эпоксидной смолы и прямоугольные на стеклянно-керамических подложках. Изготовляются они следующим образом. На изоляционную подложку толщиной 0,5 мм наклеивается пластинка толщиной 20 мкм из полупроводникового материала. На поверхность пластинки наносят проводящие электроды.

Если требуется высокое начальное сопротивление магниторезистора, то методом фотолитографии пластине придается форма, показанная на рис. 10.11. Благодаря такой форме удельное сопротивление магниторезистора может достигать нескольких сотен ом.

Подобную конструкцию имеют отечественные магниторезисторы СМ1-1, выполненные из сплава InSb—NiSb.

Высокие магниторезистивные свойства сплава InSb—NiSb обусловлены большой подвижностью носителей заряда в фазе InSb и наличием включений хорошо проводящей фазы NiSb.

Вместе с тем сравнительно высокая проводимость сплава (200—250 $Ом^{-1}\times$

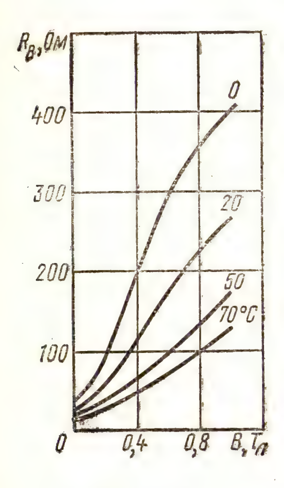


Рис. 10.9. Зависимость сопротивления магниторезистора от магнитной индукции для различных температур

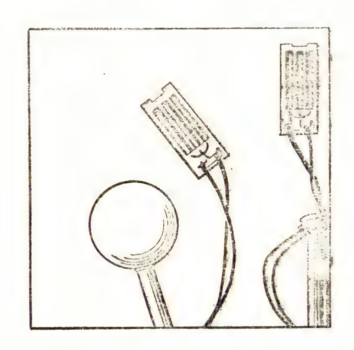


Рис. 10.10. Внешний вид магниторезисторов

$\times см^{-1}$) вызывает необходимость использования тонких и длинных образцов для получения практически приемлемых значений сопротивления магниторезисторов. Поэтому проводящая дорожка этих приборов выполнена в форме «меандра» с контактными площадками. Ширина дорожки около 100, толщина 60—100 мкм.

Для реализации сопротивления в диапазоне 22—220 Ом созданы три различных конструктивных варианта. При этом в магниторезисторах с номинальными сопротивлениями 150 и 220 Ом резистивный элемент выполнен в виде двух одинаковых проводящих дорожек с сопротивлением, вдвое меньшим номинального.

Для механической прочности магниторезисторов их резистивные дорожки закреплены на основании из пермаллоя и изолированы от него слоем лака; гибкие проволочные выводы, припаянные к контактным площадкам резистивных дорожек, и сами дорожки для защиты от внешних воздействий также покрыты лаком. Использование пермаллоя, обладающего высокими значениями магнитной проницаемости и индукции насыщения, обеспечивает малую эффективную вели-

чину зазора магнитной системы, в которой используется магниторезистор.

Максимальная толщина магниторезистора с учетом толщин участков пайки не превышает 0,6 мм.

Уменьшение температурных коэффициентов сопротивления и магниторезистивного отношения может быть достигнуто использованием сплавов InSb — NiSb, легированных Te, правда, за счет существенного уменьшения величины магниторезистивного отношения.

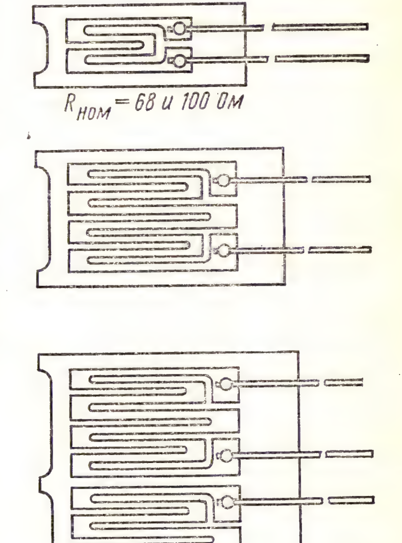


Рис. 10.11. Структура магниторезисторов типа СМ1-1

Максимальное изменение сопротивления магниторезисторов СМ1-1 в магнитном поле достигается при направлении магнитного поля, перпендикулярном плоскости магниторезистора. Его отклонение от этого направления приводит к уменьшению магниторезистивного отношения от направления магнитного поля. Это свойство его использовано при создании датчиков угла поворота.



Магниторезисторы применяются преимущественно в измерительной технике; для измерения магнитной индукции, мощности, в качестве анализатора гармоник. Магниторезисторы находят применение также в схемах удвоения частоты, преобразователей постоянного тока в переменный, в схемах усилителей и генераторов.

Магниторезисторы применяются также в качестве чувствительных элементов бесконтактных переключателей, датчиков линейных перемещений, бесконтактных потенциометров и во многих других областях электронной техники.

§ 10. 3. МАГНИТОДИОДЫ

Магнитодиод — это полупроводниковый прибор с p- n-переходом, предназначенный для преобразования магнитных величин в электрические. Чувствительность магнитодиода в 1000 раз больше, чем у датчиков Холла.

Полупроводниковый магнитодиод, эскиз которого представлен на рис. 10.12, имеет структуру, подобную длинному *p-i-n*-диоду. Область *i* — прямоугольная полоска собственного полупроводника. Полоска имеет зону рекомбинации *r*. Две другие области *p* и *n* имеют соответственно большую концентрацию акцепторов и доноров для получения эффективной двойной инжекции электронов и дырок в *i*-область.

Магнитодиоды работают при подаче на них напряжения в прямом направлении при наложении поперечного магнитного поля.

Расстояние между p- и n-областями в несколько раз больше, чем длина диффузии носителей. Зона рекомбинации r создается путем диффузии определенных примесей в i-область или локальной механической обработкой поверхности. Поэтому рекомбинация неравновесных электронов и дырок происходит здесь с большей скоростью, чем в других частях i-области.

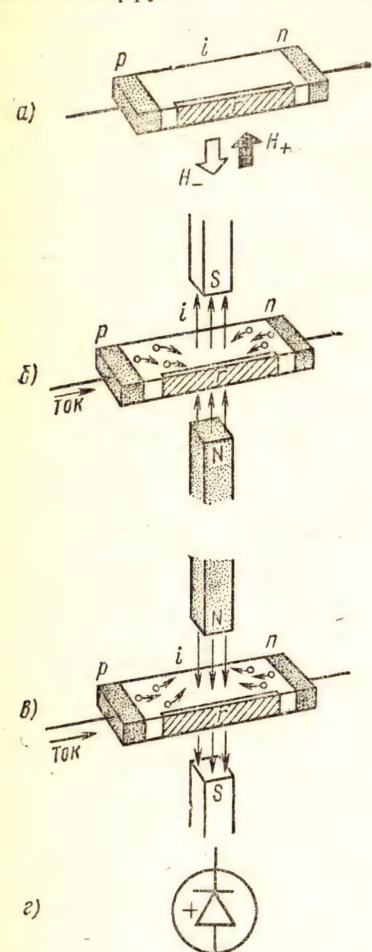


Рис. 10.12. Полупроводниковый магнитодиод:

а — принципиальная схема: *б*, *в* — управление током инжекции с помощью магнитного поля; *г* — графическое изображение магнитодиода

Принцип действия магнитодиодов сравнительно прост. При подаче напряжения на p-i-n-структуру в прямом направлении возникает ток, описываемый уравнением

$$I = I_0\left(e^{\frac{e(U - Ir_i)}{\beta kT}} - 1\right),$$

где U — напряжение на структуре; r_i — сопротивление i-слоя; β — коэффициент, принимающий значения от 1 (при малом токе) до 2.

Из уравнения следует

$$U = \frac{\beta kT}{e}\ln\left(1 + \frac{1}{I_0}\right) + Ir_i = U_0 + U_i.$$

Первое слагаемое определяет падение напряжения на p-i- и i-n-переходах, второе — падение напряжения на i-области. Падением напряжения на контактах и низкоомных слоях можно пренебречь. В результате инжекции электронов и дырок через n-i- и p-i-переходы сопротивление i-слоя при протекании прямого тока значительно меньше его сопротивления в отсутствие тока.

Использование p-i-n-структур в качестве датчиков магнитного поля основано в первую очередь на изменении величины r_i при наложении магнитного поля. В отсутствие магнитного поля в результате инжекции электронов и дырок в i-слой через структуру будет протекать ток, экспоненциально зависящий от напряжения. При наложении магнитного поля величина r_i меняется под действием магнитного поля двояким образом. Во-первых, происходит возрастание удельного со-

противления исходного материала в результате обычного магниторезистивного эффекта. Во-вторых, поперечное магнитное поле отклоняет электроны и дырки к боковым граням области.

Вольт-амперная характеристика при воздействии на диод магнитного поля показана на рис. 10.13. Когда на диод воздействует магнитное поле H_+, прямой ток уменьшается (кривая *2*) и тот же самый ток будет увеличиваться, когда магнитное поле прикладывается в противоположном направлении H_- (кривая *3*). Магнитное поле мало влияет на обратный ток диода.

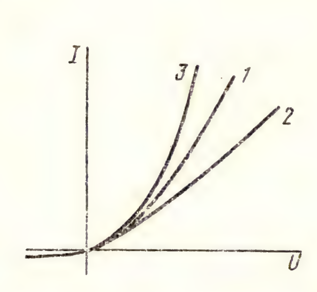


Рис. 10.13. Вольт-амперные характеристики германиевого магнитодиода:

1 — без наложения магнитного поля; *2*, *3* — с наложенным магнитным полем

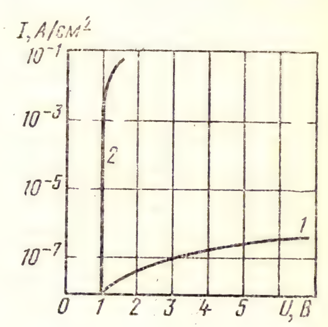


Рис. 10.14. Вольт-амперная характеристика кремниевого магнитодиода:

1 — при наложении поля; *2* — без поля

Ток двойной инжекции, который течет при прямом смещении в *p-i-n*-структуре, увеличивается при росте эффективного времени работы (промежуток времени от входа электронов и дырок в *i*-область до их рекомбинации) для данного напряжения смещения. Когда прикладывается магнитное поле H_+, пути инжектированных электронов и дырок отклоняются по направлению к зоне *r*. Они рекомбинируют здесь значительно быстрее, и среднее время жизни носителей заряда резко уменьшается. Сопротивление диода увеличивается, а следовательно, увеличивается напряжение на *p-i-n*-структуре. Когда воздействует магнитное поле H_-, инжектированные носители заряда отклоняются от зоны *r* и среднее время жизни их становится больше, что вызовет уменьшение сопротивления, увеличение тока.

На рис. 10.14 представлены вольт-амперные характеристики кремниевого магнитодиода без поля (кривая *2*) и при наложении поперечного магнитного поля с индукцией 4 Т (кривая *1*).

На рис. 10.15 представлена зависимость тока в *p-i-n*-диоде от индукции магнитного поля при постоянном напряжении. Изменение тока в структуре резче в области низких значений индукции, т. е. токовая чувствительность датчика $S_i = \frac{\partial I}{\partial B}$ больше в области слабых полей.

Частотные свойства магнитодиода мало отличаются от частотных свойств других полупроводниковых приборов, созданных на основе *p-i-n*-структур.

Магнитодиод изготовляется из пластинки германия или кремния с собственной электропроводностью размером 3,0 × 6, 0 × 0,4 мм. В кремниевых магнитодиодах для изготовления i-слоя используют высокоомный кремний с удельным сопротивлением 600÷1500 Ом·см. Для создания n- и p-слоев в исходный материал проводится диффузия легирующей примеси. На легированные низкоомные слои наносятся электроды из золота.

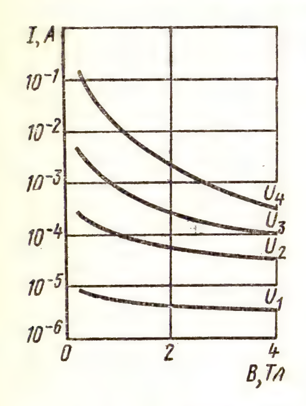


Рис. 10.15. Зависимость тока от индукции магнитного поля при различных значениях прямого напряжения

Для различных назначений приборы имеют следующие конструктивные исполнения:

а) герметизированные кремнийорганическими и эпоксидными смолами;

б) сдвоенные, смонтированные на керамическом или ферритовом держателях;

в) сдвоенные — расположенные между сердечниками из мягкого феррита, герметизированные эпоксидной смолой;

г) приборы, собранные по мостовой схеме.

Среди упомянутых видов магнитодиодов чаще всего используются сдвоенные варианты.

Магнитодиод может быть использован в различных схемах электроники для измерения как постоянных, так и переменных магнитных полей.

Сопротивление магнитодиода очень чувствительно к изменению температуры, что используется для обнаружения изменений импульсных магнитных полей в приборах, применяемых в области относительно низких температур.

Пару подобных магнитодиодов включают последовательно для компенсации температурной зависимости. Когда постоянный ток течет через оба образца, то потенциал средней точки U_m при любой температуре равен $E/2$ (где E — напряжение питания) при условии, что никакого магнитного поля не приложено. При наложении магнитного поля сопротивление одного из них будет возрастать, другого — уменьшаться.

Магнитодиоды находят широкое применение в промышленности:

а) для измерения магнитных полей (флюксметры) и для определения их направления (компасы);

б) в приборах, основанных на использовании напряженности магнитного поля (тахометры, генераторы частоты, микрофоны, проигрыватели, измерители шероховатости, микрометры);

в) в приборах, где используется изменение магнитного поля (модуляторы с амплитудой и частотой модуляции, схемы автоматического регулирования усиления, устройства памяти);

г) в датчиках электрических сигналов при измерении неэлектрических величин (линейных и угловых перемещений, скорости и ускорения).

Глава 11

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ТЕНЗОМЕТРЫ

Полупроводниковым тензометром называют полупроводниковый прибор, предназначенный для измерения деформаций.

Сопротивление полупроводниковых материалов изменяется при механической деформации. Это явление получило название т е н з о-э ф ф е к т и положено в основу работы полупроводниковых тензорезисторов, тензотранзисторов, тензотиристоров.

Изменение сопротивления полупроводника при механической деформации связано с деформацией кристаллической решетки, с изменением междуатомных расстояний, приводящим к изменению концентрации и подвижности носителей заряда. Тензочувствительность полупроводников зависит от типа электропроводности материала, величины его удельного сопротивления и направления приложения механической силы.

§ 11.1. ТЕНЗОРЕЗИСТОРЫ

Полупроводниковым тензорезистором называют преобразователь линейной деформации в изменение активного сопротивления, принцип действия которого основан на тензорезистивном эффекте, а чувствительный элемент его выполнен из полупроводника.

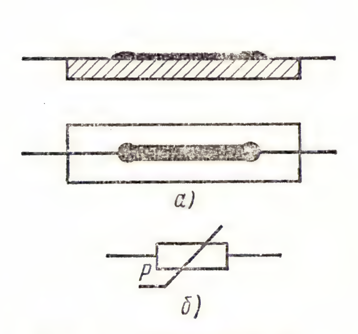


Рис. 11.1. Тензорезистор:
а — устройство; б — условное графическое изображение

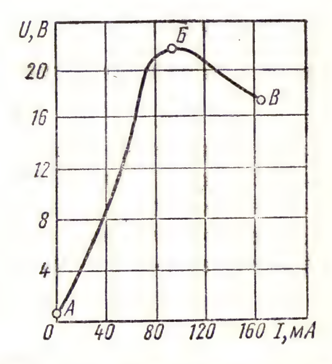


Рис. 11.2. Вольт-амперная характеристика тензорезистора

Устройство и условное графическое изображение тензорезистора показаны на рис. 11.1.

Тензорезистор представляет собой полупроводниковую тонкую пластинку или пленку, нанесенную на изоляционную подложку, которая имеет два вывода.

На рис. 11.2 приведена вольт-амперная характеристика полупроводникового тензорезистора, вид которой зависит от температурной характеристики его сопротивления, каждая точка характеристики

соответствует определенной величине рассеиваемой мощности, а следовательно, и определенной температуре.

Вольт-амперную характеристику тензорезистора можно разделить на два участка: *АБ* — восходящая ветвь, от начала координат до точки максимума; *БВ* — участок с отрицательным наклоном, от точки максимума до точки, соответствующей максимально допустимой температуре.

Основными параметрами тензорезистора являются: начальное сопротивление R — сопротивление между выводами тензорезистора при нормальной температуре и начальное значение деформации. Тензорезистор представляет собой однородное по удельному сопротивлению тело постоянного сечения, поэтому

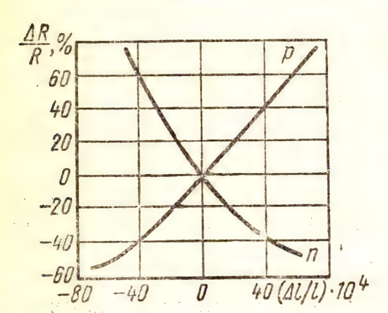


Рис. 11.3. Зависимость относительного изменения сопротивления от относительной деформации кремниевого тензорезистора для материала *p*- и *n*-типа

$$R=\rho\frac{l}{ab},$$

где ρ — удельное сопротивление полупроводника, a, b, l — ширина, высота и длина кристалла.

Так как вольт-амперная характеристика тензорезистора нелинейна, начальное сопротивление зависит от величины установившегося тока:

$$R=U/I.$$

Дифференциальное сопротивление

$$r=dU/dI.$$

Дифференциальное сопротивление на участке *АБ* характеристики положительно, в точке *Б* равно нулю и на участке *БВ* отрицательно.

Чувствительность тензорезистора S — это отношение приращения выходного сигнала тензорезистора к вызвавшей его деформации, направленной вдоль его главной оси.

$$S=\frac{\Delta R/R}{\Delta l/l},$$

где $\Delta l/l$ — относительное изменение длины чувствительного элемента (деформация).

Чувствительность зависит от типа электропроводности, удельного сопротивления материала, уровня деформации. На рис. 11.3 показана зависимость относительного изменения сопротивления кремниевого тензорезистора от относительной деформации для материалов с электропроводностью *n*- и *p*-типа.

Температурный коэффициент сопротивления β — это относительное изменение сопротивления при изменении температуры на 1 К:

$$\beta=\frac{\Delta R/R}{\Delta T}100\,\%.$$

В зависимости от величины удельного сопротивления β может быть как положительным, так и отрицательным.

К предельным режимам тензорезистора относятся: максимально допустимая мощность P_{max} — максимальная мощность рассеяния на тензорезисторе, при которой сохраняется заданная надежность; максимально допустимая мощность в свою очередь определяется максимально допустимой температурой T_{max} и, следовательно, зависит от материала, теплоотвода, способа крепления и других факторов.

Под предельной деформацией $\varepsilon_{пред}$ понимают деформацию, превышение которой вызывает выход из строя тензорезистора. Величина предельной деформации в основном определяется материалом, площадью поперечного сечения и качеством обработки поверхности.

Для изготовления тензорезисторов применяют германий, кремний, арсенид галлия и антимонид галлия, чаще всего используют кремний вследствие лучшей теплоустойчивости. Одним из основных требований к материалу является возможно более высокая тензочувствительность. Тензорезисторы изготовляют как из монокристаллического, так и из поликристаллического материала. Монокристаллы получают методами выращивания и эпитаксии.

Тензорезисторы изготовляют в виде бруска, проволоки, пленки. Они могут быть закреплены на подложке и выполнены без подложки.

Омический контакт получают различными способами; напылением, сваркой, пайкой, химическим нанесением. Готовый тензорезистор обычно покрывают слоем лака.

Тензорезисторы применяют в датчиках давления, усилий, напряжений, в датчиках малых перемещений, в датчиках крутящего момента. Включаются тензорезисторы обычно по мостовой или потенциометрической схеме и работают как на постоянном, так и на переменном токе.

§ 11.2. ТЕНЗОДИОДЫ

Тензодиод — это полупроводниковый прибор с p-n-переходом, предназначенный для преобразования механических деформаций в электрические величины.

При механической деформации высота потенциального барьера *p-n*-перехода изменяется вследствие изменения ширины запрещенной зоны. Пластическая деформация кристалла ведет к возникновению дислокаций, являющихся центрами генерации—рекомбинации. В качестве тензодиодов можно использовать универсальные диоды. Изменение деформации в определенных пределах вызывает перемещение дислокаций. Их плотность и концентрация центров генерации в окрестности *p-n*-перехода изменяется. Для обратных напряжений больше kT/e ток генерации—рекомбинации пропорционален плотности рекомбинационных центров в обедненной области и корню квадратному из приложенного напряжения. Недостатком таких тензодиодов является сильная зависимость тензочувствительности и сопротивления от температуры и трудность многократного измерения деформаций вследствие накопления дислокаций.

Этих недостатков нет у туннельных тензодиодов. Крутизна вольт-амперной характеристики туннельного диода на отдельных участках сильно зависит от деформации, что связано с изменением ширины запрещенной зоны.

Величины измеряемых давлений и чувствительность к давлению регулируются путем изменения величины шунтирующего сопротив-

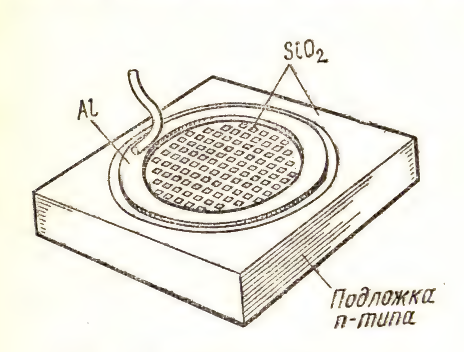


Рис. 11.4. Общий вид тензодиода

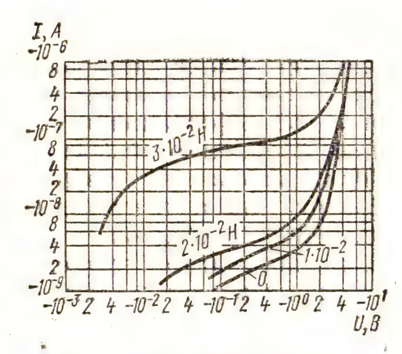


Рис. 11.5. Вольт-амперные характеристики тензодиода

ления. В результате коэффициент чувствительности может быть повышен на два порядка, но при некотором ухудшении линейности и температурной стабильности.

Тензодиоды используют для измерения малых давлений, в качестве гидрофонов, сейсмографов.

На рис. 11.4 показан общий вид универсального тензодиода. На поверхности подложки *n*-типа выращивается окисный слой, часть которого стравливается, и на поверхности пластины остаются многочисленные островки SiO_2. Затем проводится глубокая диффузия примесей. Полученная таким образом *p*-область состоит из узких пересекающихся каналов, образующих структуру сетки.

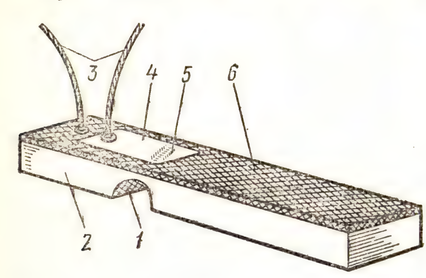


Рис. 11.6. Структура кремниевого тензодиода:

1 — канавка; *2* — низкоомный кремний *n*-типа; *3* — выводы; *4* — мелкий диффузионный переход; *5* — нарушенная область; *6* — окисный слой

Основное преимущество данной конструкции тензодиода — высокая чувствительность, которая не зависит от положения острия, вызывающего деформацию на поверхности структуры.

На рис. 11.5 приведены вольт-амперные характеристики тензодиода. Параметром является механическая сила, приложенная к диоду.

На рис. 11.6 приведена конструкция, представляющая собой датчик с *p*-*n*-переходом, характеристики которого зависят от механического напряжения, возникающего при приложении сгибающего уси-

лия относительно канавки, вытравленной в кремниевом стержне под p-n-переходом. Форма канавки определяет чувствительность прибора.

С помощью алмазной иглы создавалась область с нарушенным слоем.

При приложении сгибающего усилия к прибору, закрепленному с одного конца, на переход воздействуют сжимающие или растягивающие силы в зависимости от направления сгибающего момента, дислокации играют в этом случае основную роль в работе датчика. В нарушенной области имеются связанные с ней винтовые дислокации, при этом размер витка уменьшается или увеличивается при сжатии или растяжении материала, как показано на рис. 11.7. Зависимость

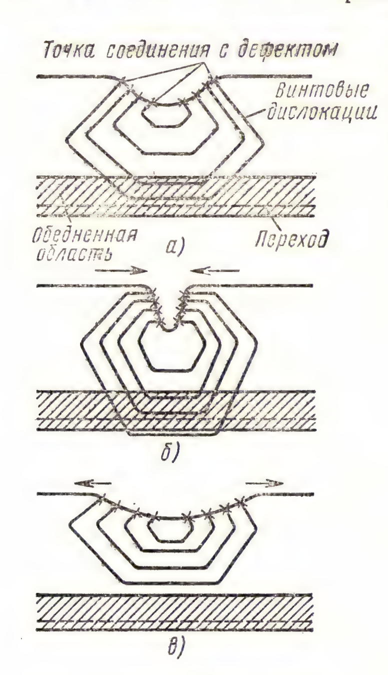


Рис. 11.7. Движение винтовых дислокаций, вызванное пластической деформацией:
а — без нагрузки; б — сжатие поверхности; в — растяжение поверхности

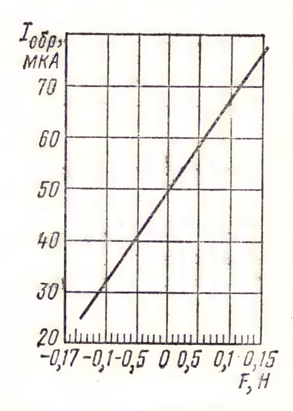


Рис. 11.8. Характеристика датчика при статической нагрузке

обратного тока от усилия, приложенного на расстоянии 2 мм от канавки (рис. 11.8), имеет линейный характер. Из рисунка видно, что при воздействии на p-n-переход сжимающей силы (сгибающее усилие направлено вверх) обратный ток возрастает, при воздействии растягивающей силы (сгибающее усилие направлено вниз) обратный ток уменьшается.

§ 11.3. ТЕНЗОТРАНЗИСТОРЫ

Тензотранзистор представляет собой транзистор, чувствительный к изменению деформаций. По сравнению с обычными транзисторами тензотранзисторы имеют низкий коэффициент передачи тока (порядка 5).

Колпачок корпуса тензотранзистора выполняют в виде чувствительной к давлению диафрагмы, которая передает давление на эмиттерный переход, вызывая деформацию кристалла. На рис. 11.9 приведена зависимость напряжения коллектор—эмиттер от давления.

Прибор можно применять в усилителях переменного тока в схеме с общим эмиттером, при этом коэффициент усиления его будет модулироваться механической нагрузкой.

Конструкция одного из тензотранзисторов приведена на рис. 11.10.

В транзисторе предусмотрены три выступа диаметром 10 мкм и высотой 10 мкм, расположенных на вершинах правильного треугольника, вписанного в окружность диаметром 0,6 мм. На выступах помещен диск из жесткого материала. Транзистор чувствителен к механическим колебаниям от 0 до 100 кГц, поэтому он может быть применен в качестве быстродействующего переключателя, микрофона, звукоснимателя и т. д.

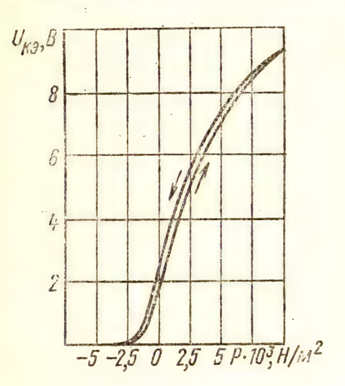


Рис. 11.9. Зависимость напряжения $U_{кэ}$ тензотранзистора от давления

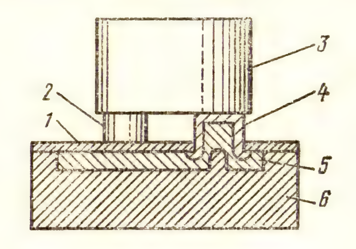


Рис. 11.10. Конструкция тензотранзистора:

1 — SiO_2; 2 — выступ; 3 — диск; 4 — эмиттер; 5 — база; 6 — коллектор

При воздействии давления на эмиттер тензотранзистора происходит уменьшение коэффициента усиления по току и тока эмиттера. Транзистор с переходом Шоттки отличается от обычных тензотранзисторов тем, что давление в нем прикладывается не к области эмиттера, а к области базы, в результате чего оно не влияет на коэффициент усиления по току.

Действие прибора основано на эффекте увеличения обратного тока диода с переходом Шоттки при увеличении давления. Переход Шоттки получают путем нанесения молибдена на кремний *n*-типа. Изменение выходного тока линейно зависит от величины давления, приложенного к молибденовому электроду.

В основе конструкции тензотранзистора с переходом Шоттки лежит кремниевый планарный транзистор типа *n-p-n* с кольцевым эмиттером (рис. 11.11). Контакты к эмиттеру и коллектору выполняют обычным способом: к эмиттеру — путем напыления алюминия через окно в пассивирующем слое двуокиси кремния, к коллектору — с тыльной стороны пластины. Кроме того, создается контакт к центральной час-

ти базы путем нанесения молибдена через окно в двуокиси кремния. К молибденовому контакту прижимается сапфировая игла, которая служит для передачи давления на прибор.

Между выводами эмиттера и базы подается напряжение такой полярности, чтобы эмиттерный переход был смещен в прямом направлении. При этом переход Шоттки между молибденовым контактом и реальной базой транзистора оказывается смещенным в обратном направлении. При подаче давления на иглу обратный ток диода Шоттки, а

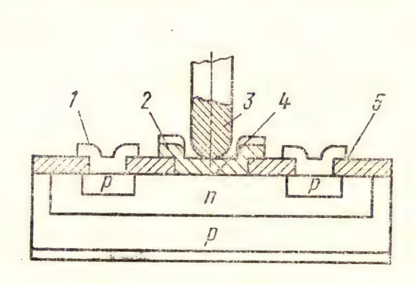


Рис. 11.11. Поперечное сечение чувствительного к давлению транзистора с переходом Шоттки:

1 — пленка алюминия; *2* — пленка молибдена; *3* — наконечник; *4* — переход Шоттки; *5* — пленка SiO_2

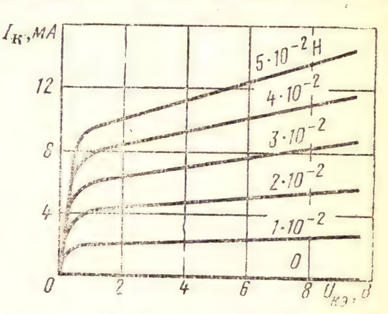


Рис. 11.12. Вольт-амперные характеристики тензотранзистора с переходом Шоттки

следовательно, и базовый ток транзистора возрастают, ток коллектора при этом пропорционально увеличивается. Вольт-амперные характеристики $I_к = f(U_{кэ})$ транзистора приведены на рис. 11.12.

Тензотранзистор применяют в устройствах бесконтактного управления и регулирования, а также в клавишных панелях настольных машин.

§ 11.4. ТЕНЗОТИРИСТОРЫ

Тензотиристор — это чувствительный к давлению тиристор с переходом Шоттки. Действие прибора основано на анизотропном механическом эффекте, наблюдаемом в переходе Шоттки: высота потенциального барьера меняется при изменении ширины запрещенной зоны под влиянием механического напряжения.

Поперечное сечение прибора схематически представлено на рис. 11.13. Тиристор включается при давлении на молибденовый электрод аналогично тому, как это происходит в обычных кремниевых управляемых вентилях при подаче отпирающего импульса.

Структуру тиристора создают с помощью методов планарной технологии на пластине *p*-типа: с одной стороны пластины путем диффузии получают круглую базу *n*-типа и кольцевой эмиттер *p*-типа, на другой стороне — диффузионный эмиттер *n*-типа. Контакт к кольцевому эмиттеру выполняют путем нанесения алюминия через окно в пассивирующем слое двуокиси кремния. Контактом к базе *n*-типа слу-

жит молибден, нанесенный через другое окно; управляющим электродом — база n-типа, примыкающая к аноду.

Полярность внешнего напряжения выбирают такой, чтобы смещение на переходе Шоттки между молибденовым контактом и базой было обратным. Давление прикладывается непосредственно к молибденовой пленке, через сапфировую иглу (радиус острия 75 мкм). С увеличением давления на электрод увеличивается ток эмиттера. При этом, как и в обычных тиристорах, напряжение включения становится ниже приложенного напряжения, прибор включается и остается в этом состоянии до тех пор, пока ток прибора превышает удерживающий ток. Вольт-амперные характеристики тиристора показаны на рис. 11.14.

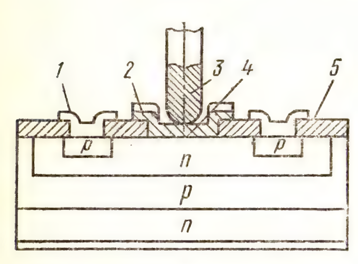


Рис. 11.13. Структура тензотиристора:

1 — эмиттерный контакт; 2 — гонкопленочный молибденовый контакт к базе; 3 — сапфировая игла; 4 — переход Шоттки; 5 — пленка SiO_2

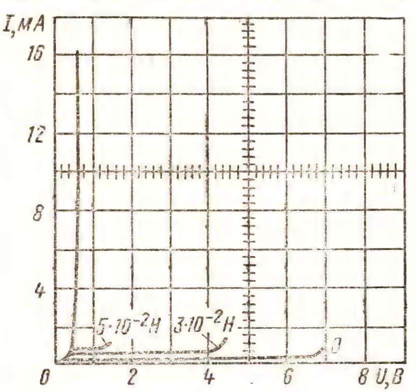


Рис. 11.14. Вольт-амперная характеристика тиристора при различных усилиях, прикладываемых к игле

Наиболее сложной является проблема корпуса. Желательно, чтобы корпус был герметичным и обладал малым механическим сопротивлением, что позволило бы использовать приборы при малых давлениях. В то же время он должен защищать приборы от повреждений, которые могут быть вызваны чрезмерным давлением. Тензорезисторы используют как переключатели в кнопочных панелях настольных ЭВМ.

Глава 12
ВАРИСТОРЫ

Варистором называют полупроводниковый резистор, основное свойство которого заключается в способности изменять свое сопротивление при изменении приложенного к нему электрического напряжения.

Характеристика варистора показана на рис. 12.1. В приборе с симметричными характеристиками при изменении полярности напряжения величина тока не меняется.

Первоначально варисторы использовали в качестве высоковольтных разрядников, для защиты электрооборудования в высоковольтных

линиях электропередач. Однако с развитием электроники области применения варисторов расширились — их стали применять в стабилизаторах, регуляторах, преобразователях частоты и т. д.

Для изготовления варисторов используют порошок, состоящий из кристаллов карбида кремния, скрепленный связующим веществом.

Нелинейность вольт-амперной характеристики варистора связана с процессами, происходящими на контактах и поверхности кристаллов при протекании тока. Кристаллы имеют разнообразную форму. При малом приложенном напряжении ток протекает через участки соприкосновения кристаллов. С возрастанием напряжения пропорционально увеличивается ток через эти участки и начинает протекать ток через участки с малыми зазорами между кристаллами. Чем выше напряжение, тем с большими зазорами между кристаллами подключаются участки. Новые проводящие цепочки включаются параллельно. В результате эффективное сечение, по которому протекает ток, возрастает, сопротивление уменьшается. Электропроводность такой структуры связана с несколькими механизмами: с замыканием кристаллов карбида кремния, с пробоем оксидных поверхностных пленок на кристаллах и с нагревом контактирующих точек между кристаллами.

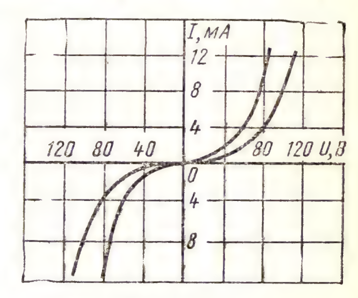


Рис. 12.1. Вольт-амперные характеристики двух варисторов

При мелкозернистой структуре эти механизмы не зависят от полярности приложенного напряжения. Этим объясняется симметричность вольт-амперной характеристики варистора.

Работу варистора в статическом режиме характеризует номинальное сопротивление R_c при определенном значении приложенного напряжения U_1.

Динамический режим работы варистора определяет дифференциальное сопротивление при том же значении приложенного напряжения U_1:

$$R_д = dU/dI.$$

Важным параметром варисторов является коэффициент нелинейности, определяемый по отношению статического сопротивления к дифференциальному для одной и той же точки вольт-амперной характеристики:

$$\beta = \frac{R_c}{R_д} = \frac{U}{I} \cdot \frac{dI}{dU}.$$

Коэффициент нелинейности может быть определен путем измерения значений токов I_1 и I_2, протекающих через варистор при двух известных значениях напряжений U_1 и U_2:

$$\beta = \lg \frac{I_2}{I_1} \Big/ \lg \frac{U_2}{U_1} = \frac{\lg I_2 - \lg I_1}{\lg U_2 - \lg U_1}.$$

Одним из основных параметров варистора является классификационное напряжение, которое измеряют при заданном классификаци-

онном значении тока. Коэффициент нелинейности устанавливается обычно для каждого значения классификационного напряжения.

Температурный коэффициент сопротивления варистора отрицательный. Величину его можно определить из выражения

$$\text{ТК}\,R = \frac{1}{R_c} \cdot \frac{dR_c}{dT}.$$

На практике более удобно пользоваться температурным коэффициентом тока *ТКI* — относительным изменением тока варистора при изменении температуры окружающей среды и при неизменном приложенном напряжении:

$$\text{ТК}\,I = \frac{1}{I} \cdot \frac{dI}{dT}.$$

К предельным режимам варистора относится максимально допустимая мощность рассеяния $P_{рас}$, при которой варистор сохраняет свои свойства в течение установленного для него срока службы.

Электропроводность порошкообразного карбида кремния зависит от многих факторов: количества и типа примесей, величины зерен, давления и температуры.

Для получения варистора с заданным классификационным напряжением применяют порошки со строго определенным гранулометрическим составом. Для обеспечения механической прочности используемого материала применяют связующие вещества. Связка должна быть хорошим диэлектриком, чтобы не влиять на электропроводность основного материала. В качестве связующего вещества используют глину, ультрафарфор, легкоплавкие и жидкие стекла.

Содержание связки в массе может составлять от 10 до 40% в зависимости от размера зерен карбида кремния и от того, какие требуются параметры варистора. С увеличением содержания связки классификационное напряжение и коэффициент нелинейности варистора возрастают.

После прессования или продавливания через матрицу полученную массу разрезают на заготовки нужных размеров и формы и обжигают. Связка должна обладать высокой механической прочностью, влагостойкостью, термостойкостью и хорошей адгезией к карбиду кремния.

Электроды наносят напылением металла на поверхности варистора или нанесением пасты и последующего вжигания. К полученным электродам припаивают выводы легкоплавкими припоями. Для защиты от воздействия окружающей среды токопроводящие элементы покрывают лаком.

Внешний вид варисторов различных типов показан на рис. 12.2. Наибольшее применение получили варисторы в форме дисков, шайб и стержней.

Обозначение варисторов состоит: из сокращенного наименования прибора СН (сопротивление нелинейное); первая цифра означает материал (*1* — карбид кремния); вторая цифра — конструкцию (*1* — стержневые, *2* — дисковые); третья цифра — габарит токопроводя-

щего элемента; далее указывается классификационное напряжение и величина его отклонения. Например, СН1-2-1-56±10%.

Можно получить управляемые варисторы. Для этого создают два управляющих электрода (рис. 12.3, *а*). При включении варистора в цепь поле, создаваемое управляющим электродом, направлено перпендикулярно управляемому.

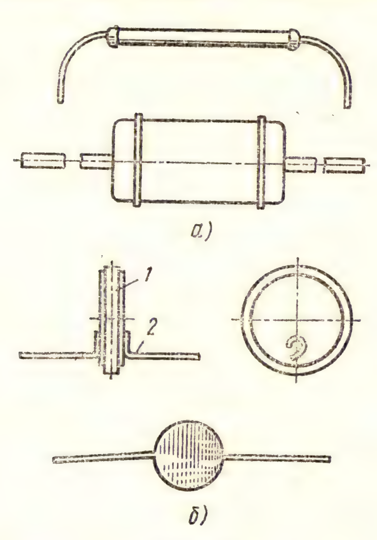


Рис. 12.2. Конструктивное оформление варисторов:

а — варисторы стержневого типа; *б* — варисторы дискового типа

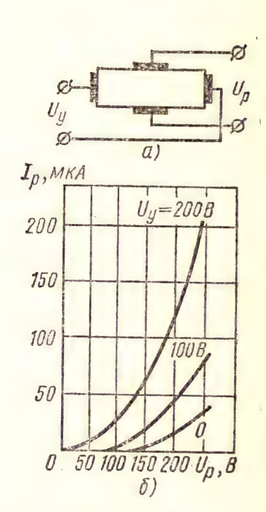


Рис. 12.3. Управляемые варисторы:

а — схематическое изображение; *б* — семейство вольт-амперных характеристик

На рис. 12.3, *б* показаны вольт-амперные характеристики управляемого варистора при различных управляющих напряжениях. Управляемые варисторы используют для решения различных задач. Оригинально применение их при переменном управляющем напряжении и постоянном рабочем и наоборот. Наиболее широко применяют варисторы в электротехнике и электронике. С помощью варисторов защищают высоковольтные линии и линии связи от атмосферных перенапряжений, приборы и элементы аппаратуры от перегрузок по напряжению, а также защищают контакты от разрушения.

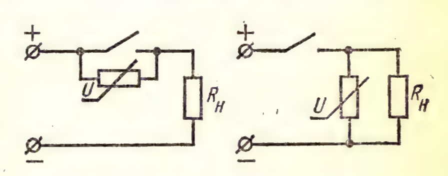


Рис. 12.4. Схемы включения варисторов для защиты контактов

На рис. 12.4 приведены схемы включения варисторов для защиты контактов. Реле, контакты которых защищены от перенапряжений, выдерживают значительно большее число срабатываний. В отличие от *RC*-цепочек варистор не запасает энергию. Энергия, запасенная в

конденсаторе, способна вызвать разряд большой мощности при случайном замыкании контактов конденсатора.

Варисторы применяют в источниках вторичного питания в схемах стабилизаторов напряжения. На рис. 12.5 приведены схемы простейших стабилизаторов напряжения на варисторах. Нелинейная вольт-амперная характеристика позволяет получать малые изменения напряжения при значительных изменениях тока или сопротивления нагрузки. Стабилизаторы такого типа стабилизируют анодное напряжение передающих и приемных трубок в телевидении. В связи с тем,

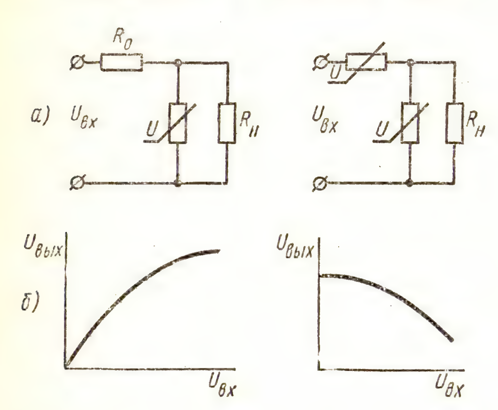


Рис. 12.5. Стабилизаторы напряжения на варисторах:
а — схемы; *б* — характеристики

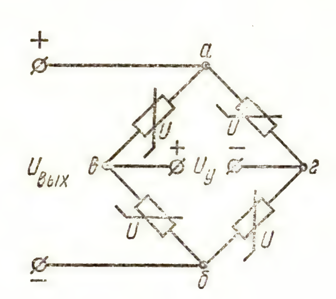


Рис. 12.6. Схема функционального преобразователя на варисторах

что к. п. д. стабилизаторов на варисторах невысок, то их используют в слаботочных схемах в качестве источника опорного напряжения.

Варисторы применяются также для регулирования. Примером может служить нелинейный четырехполюсник, схема которого приведена на рис. 12.6.

При увеличении управляющего напряжения токи через варисторы увеличиваются, а нелинейность характеристики уменьшается и при определенном напряжении характеристика становится линейной. При одновременном изменении управляющего и выходного напряжений, в зависимости от того, синфазно ли их изменение, опережает ли по фазе или отстает от напряжения $U_{вых}$ на 90°, вольт-амперные характеристики будут принимать тот или иной вид. Таким образом, нелинейный четырехполюсник представляет собой функциональный преобразователь. Вид функции $I = f(U_1; U_у)$ изменяется в зависимости от изменения напряжений.

В цепях с переменным напряжением нелинейный четырехполюсник может выполнять функции преобразователя частоты, модулятора, фазочувствительного детектора.

Глава 13
ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МИКРОСХЕМЫ

§ 13.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Микроэлектроника является логическим продолжением развития элементной базы радиоэлектронной аппаратуры. К первому этапу этого развития относятся электронные лампы и другие электровакуумные приборы, ко второму — полупроводниковые приборы, к третьему — интегральные микросхемы. В настоящее время происходит четвертый этап развития — создание больших интегральных схем; наметились основы развития пятого этапа — функциональной электроники.

Интегральные микросхемы (ИМС) — это новое научно-техническое направление микроэлектроники, которое в результате комплекса физических, химических, схематических, технологических и других методов и приемов решает проблему создания высоконадежных и экономичных микроминиатюрных электронных схем и устройств.

В последнее время наиболее успешно развиваются два основных направления: полупроводниковая и пленочная технология.

Полупроводниковые микросхемы в настоящее время являются одним из наиболее перспективных направлений микроэлектроники, они позволяют создавать надежные и достаточно сложные в функциональном отношении схемы малых размеров. Основным преимуществом этого направления является возможность изготовления высококачественных активных элементов и относительно простое осуществление их защиты. Поскольку полупроводниковые микросхемы обычно изготавливают на кремнии планарно-эпитаксиальным методом, то защита поверхности может осуществляться просто окислением кремния.

Пленочная технология предпочтительна в тех случаях, когда необходимо изготовить сравнительно небольшое количество специализированных схем с высокой точностью номиналов пассивных элементов. К большим преимуществам тонкопленочной технологии относятся возможность выбора материалов с оптимальными параметрами и характеристиками и получение любой требуемой конфигурации пассивных элементов.

Наряду с полупроводниковой и пленочной развивается *гибридная технология*, в которой сочетаются тонкопленочные или толстопленочные пассивные элементы с полупроводниковыми активными.

Технология изготовления схем на основе толстопленочных элементов отличается простотой, не требует сложного и дорогостоящего оборудования, а также специалистов высокой квалификации. Толстопленочные элементы и схемы на их основе характеризуются высокой надежностью при небольшой себестоимости изделий по сравнению с существующими технологиями изготовления микросхем.

Интегральные полупроводниковые и тонкопленочные микросхемы нельзя рассматривать как два конкурирующих направления в развитии микроэлектроники.

В связи с непрерывным совершенствованием как полупроводниковой, так и пленочной технологии, а также ввиду усложнения электронных схем происходит процесс слияния полупроводниковых и тонкопленочных микросхем и сложные электронные схемы изготовляют на основе совмещенной технологии.

Поскольку транзисторы совмещенной интегральной микросхемы находятся внутри подложки, размеры такой ИМС могут быть значительно уменьшены по сравнению с гибридными микросхемами, в которых используются дискретные активные элементы, занимающие сравнительно много места на подложке.

Микросхемы, изготовленные по совмещенной технологии, имеют ряд преимуществ.

Благодаря комбинированию оптимальных активных полупроводниковых элементов с оптимальными пассивными пленочными элементами без каких-либо компромиссов возможны большое разнообразие и большая свобода при конструировании ИМС.

Одно из главных преимуществ микроэлектроники заключается в значительном увеличении эксплуатационной надежности аппаратуры, в которой используют интегральные микросхемы. Интенсивность отказов полупроводниковых микросхем достигает 10^{-9} 1 /ч.

Значительное повышение надежности аппаратуры при одновременном усложнении ее функций тесно связано с уменьшением веса и размеров, а также с серийностью промышленного производства стандартных микросхем. Высокая надежность микросхем обусловливается также высоким уровнем автоматизации их производства, значительным уменьшением числа соединений и широкими возможностями резервирования как целых узлов, так и отдельных компонентов. Поскольку внутренние паяные соединения в микросхемах отсутствуют, а из внешних необходимы лишь входные и выходные выводы, вероятность выхода из строя микросхемы вследствие нарушения соединений не больше, чем у дискретных полупроводниковых приборов, например транзисторов.

Увеличение функциональной сложности и плотности упаковки элементов обусловило появление больших интегральных микросхем (БИС), в которых вместо отдельных элементов (усилительного каскада, триггера, логической ячейки и т. п.) имеются интегральные узлы и даже целые устройства (регистр, счетчик, усилитель, преобразователь аналог—цифра, блок памяти, арифметическое устройство ЭВМ).

В настоящее время достигнут уровень интеграции более 10^4 элементов на кристалле и создаются на одной кремниевой пластине схемы, которые могут выполнять функции целой ЭВМ.

Считается, что БИС по сложности должна быть эквивалентна как минимум 100 логическим схемам. В настоящее время эта цифра превышает 10 000. Интегральные схемы характеризуются степенью интеграции, которая определяется коэффициентом $K = \lg N$, где N — количество элементов в интегральной схеме. Для схем первой степени интеграции $1 \leqslant N \leqslant 10$ и $0 \leqslant K \leqslant 1$, для схем второй степени интеграции $10 \leqslant N \leqslant 100$ и $1 \leqslant K \leqslant 2$, для схем третьей степени интеграции $100 \leqslant N \leqslant 1000$ и $2 \leqslant K \leqslant 3$ и т. д.

Развитие микроэлектроники показало возможность использования таких направлений науки, как оптические и магнитооптические явления, сверхпроводимость, горячие электроны в полупроводниках и металлах, электрохимические явления в жидких и твердых электролитах и т. д. Все более широко используются результаты исследования биологических систем.

В конечном счете цель микроэлектроники состоит не в простом физическом воспроизведении классических схем, а в более непосредственном и простом выполнении требуемых функций электронной системы. Как уже отмечалось, одним из новых направлений микроэлектроники является создание ф у н к ц и о н а л ь н ы х приборов.

Создание функциональных приборов позволяет значительно сократить число составляющих элементов, так как активную роль играют и связи между ними, а таких связей много даже при малом числе элементов. В соответствии с этим оказывается возможным значительно понизить стоимость, габариты и главное резко повысить надежность схем и устройства в целом.

Одним из новых и перспективных направлений функциональной схемотехники в микроэлектронике является нейристорное направление, основанное на использовании некоторых закономерностей биологических систем.

Благодаря своим свойствам н е й р и с т о р ы представляют логически полную систему элементов. Нейристоры открывают возможность создания устройств большой сложности на основе только одного типа элементов и двух способов их соединения. Такая простота позволяет создавать практически все устройство в едином технологическом цикле, дает возможность осуществлять всю сложную схему в объеме одного монокристалла. По-видимому, только на уровне органических молекул может быть построена собственно молекулярная электроника, ибо другие материалы вряд ли смогут обеспечить требуемые для молекулярных элементов функциональные возможности.

§ 13.2. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МИКРОСХЕМЫ

Принцип изготовления

На рис. 13.1 приведена полупроводниковая микросхема инвертора и его электрическая схема (элементы для наглядности расположены в одну линию). Все элементы размещают в одной кремниевой пластине *p*-типа. Для исключения взаимного влияния активные и пассивные элементы располагают в предварительно создаваемых локальных областях *n*-типа, называемых карманами, изолирующих их от подложки. Сверху подложка защищена изоляционным слоем двуокиси кремния, на который нанесены проводящие дорожки, соединяющие элементы между собой.

В качестве активных элементов в полупроводниковых микросхемах используют транзисторы, диоды, тиристоры, оптоэлектронные приборы и термоэлектрические элементы. Все эти приборы состоят из одного или более *p*-*n*-переходов.

В качестве конденсаторов используют обратно смещенные *p-n*-переходы (рис. 13.2); в качестве резисторов — участки однородного полупроводника, ограниченные *p-n*-переходами.

Таким образом, в полупроводниковом кристалле с *p-n*-переходами можно создавать набор элементов, достаточный для большинства

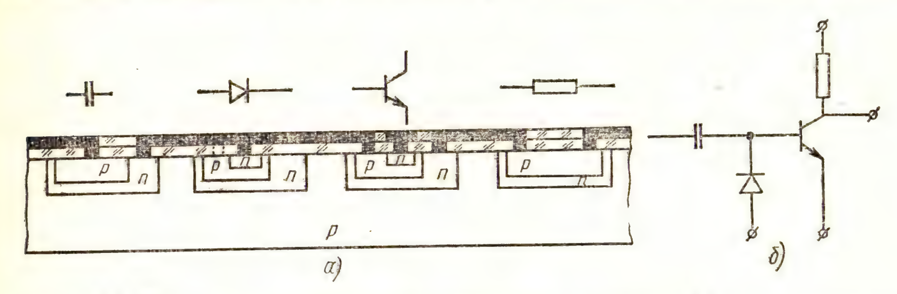


Рис. 13.1. Часть полупроводниковой микросхемы в разрезе (*а*) и ее электрическая схема (*б*)

радиотехнических схем. Наиболее трудноисполнимой частью микросхемы является индуктивность, поэтому разработчики полупроводниковых микросхем стремятся избегать схемных решений, требующих индуктивных элементов.

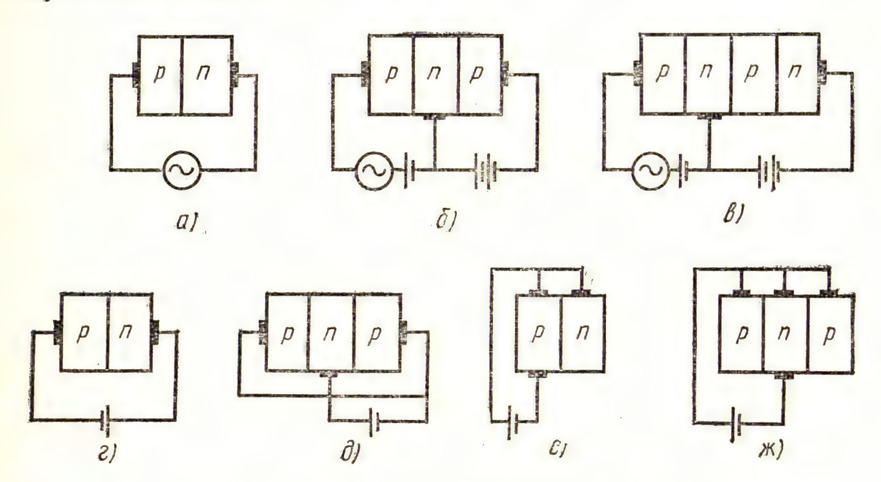


Рис. 13.2. Элементы полупроводниковых микросхем:
а — диод; *б* — транзистор; *в* — тиристор; *г*, *д* — конденсаторы; *е*, *ж* — резисторы

Для производства микросхем применяют планарную технологию, которая позволяет в течение единого технологического процесса получать одновременно большое количество микросхем. Для получения законченной микросхемы, включающей активные и пассивные элементы, на одной пластине кремния создают различные структуры. Основные процессы этой технологии те же, что и при изготовлении планарных

транзисторов: локальная диффузия, эпитаксиальное наращивание, напыление металлических пленок, фотолитография и окисление.

Основным полупроводниковым материалом при изготовлении полупроводниковых микросхем является кремний; наиболее удобными оказались пленки кремния, получаемые методом эпитаксиального наращивания. В этом случае процесс изготовления микросхем называют планарно-эпитаксиальным.

Рассмотрим в качестве примера технологию изготовления полупроводниковой микросхемы планарно-эпитаксиальным методом.

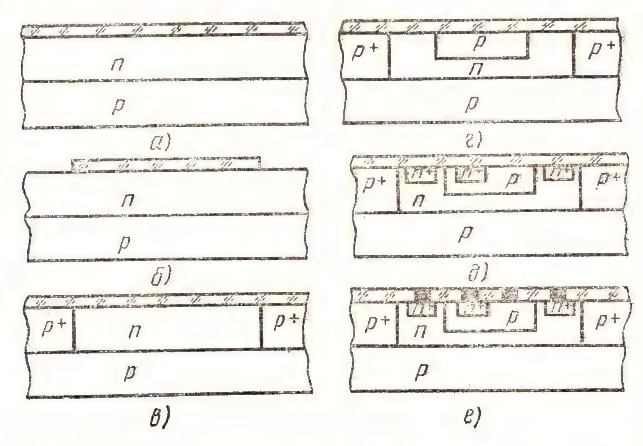


Рис. 13.3. Последовательность изготовления полупроводниковой микросхемы

На отполированной пластинке кремния *p*-типа с сопротивлением 5 Ом·см наращивается эпитаксиальный слой кремния *n*-типа с удельным сопротивлением 0,5 Ом·см толщиной приблизительно 20 мкм.

Для осуществления последующих циклов фотолитографии и диффузии на эпитаксиальном слое методом термического окисления наращивается слой двуокиси кремния (рис. 13.3, *а*).

Через отверстия, протравленные в пленке двуокиси кремния (рис. 13.3, *б*), осуществляется диффузия бора, в результате область эпитаксиального слоя под отверстиями приобретает электропроводность p^+-типа. Как показано на рис. 13.3, *в*, благодаря этой диффузии образуются электрически изолированные области *n*-типа для каждого элемента схемы. В каждую область *n*-типа проводится диффузия для получения транзисторов, диодов, резисторов и конденсаторов, изолированных друг от друга *p*-*n*-переходами.

После проведения второй фотолитографии осуществляют второй цикл диффузии для образования базовой области *p*-типа в эпитаксиальном слое *n*-типа (рис. 13, 3, *г*). Следующий цикл заключается в создании области эмиттера n^+-типа путем диффузии фосфора (рис. 13.3, *д*). Одновременно с эмиттером создаются слои n^+-типа под будущими контактами коллектора. Для создания контактов к различным областям транзистора в окисной пленке протравливаются «окна».

Затем в вакууме по всей поверхности пластины осаждается алюминий, который потом в ненужных местах стравливается (рис. 13.3, *е*).

Описанный процесс изготовления позволяет получить сразу несколько сотен микросхем первой степени интеграции или несколько десятков второй, третьей и т. д. степеней интеграции, т. е. столько, сколько может быть размещено на одной пластине кремния диаметром около 40—60 мм.

Характеристики полупроводниковых микросхем зависят не только от структуры, т. е. распределения по глубине кристалла локальных областей с различной электропроводностью, но и от топологии или конфигурации, размеров элементов, их взаимного расположения и рисунка межсоединений.

Топология

Разработка топологии состоит из следующих этапов:

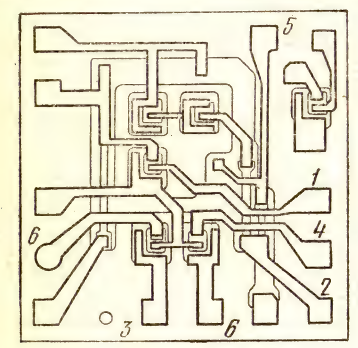
1) изображения электрической схемы с выводами, последовательность расположения которых соответствует расположению как контактных площадок, так и внешних выводов (по возможности устраняются пересечения);

2) определения числа изолированных областей (для сокращения этого числа следует сгруппировать элементы, изоляция которых не обязательна);

3) определения геометрии компонентов в зависимости от требуемых характеристик;

4) размещения контактных площадок по периферии подложки. Должно быть обеспечено подсоединение выводов к подложке и исключена возможность перекрещивания присоединяемых к контактным площадкам проволочек, идущих к выводам корпуса.

Рассмотрим интегральный усилитель, показанный на рис. 13.4. Анализ его принципиальной схемы позволяет выбрать следующее конструктивное решение. В данном случае *1*, *2*, *3*, *4* — это контактные площадки, через которые подается питание; *4*, *5* — выходные контакты; *1*, *6* — входные контакты. Соединение элементов осуществляется в одной плоскости.



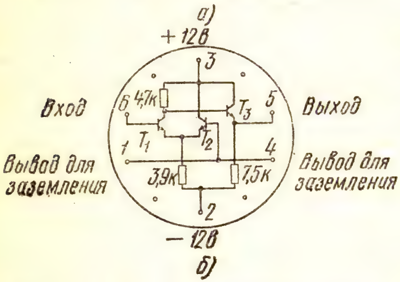


Рис. 13.4. Полупроводниковая микросхема:
а — микрофотография; *б* — электрическая схема

Электрическая схема представлена на рис. 13.4, *б*. Для такой схемы требуется только две изолированные области: область для транзистора T_1 и область, в которой расположены транзисторы T_2 и T_3 и

все резисторы. На коллектор транзистора T_1 оказывает влияние входной сигнал, поэтому он должен находиться в изолированной области. Коллекторы транзисторов T_2 и T_3 электрически соединены друг с другом и с положительным полюсом источника питания, поэтому они могут находиться в одной изолированной области. Все резисторы могут быть в одной изолированной области, которая соединена с наиболее положительным потенциалом.

Так как поверхность кристалла защищена слоем двуокиси кремния, тонкопленочные алюминиевые соединения могут проходить по любому из диффузионных резисторов, не замыкаясь.

Методы изоляции элементов

При создании полупроводниковых микросхем необходима изоляция радиоэлементов друг от друга для исключения нежелательных связей между ними. Обычно для каждого компонента или группы компонентов изготовляют отдельный «карман» электрически изолированный от других участков и от подложки. Разработано несколько способов изоляции. Наиболее часто для этой цели применяют *p-n*-переходы, окружающие каждый компонент или группу компонентов (см. рис. 13.1). Области, ограниченные этим переходом, являются чаще всего коллекторами транзисторов, в связи с чем этот метод получил название метода к о л л е к т о р н о й или тройной диффузии.

Для изоляции компонентов полупроводниковых микросхем распространен метод р а з д е л и т е л ь н о й диффузии (рис. 13.3, *в*). При этом методе изоляции диффузия проводится во все области подложки, кроме областей, предназначенных для компонентов. Преимущество этого метода перед методом тройной диффузии заключается в том, что области, отведенные для компонентов, сохраняют однородное удельное сопротивление. При использовании эпитаксиальных пленок разделительная диффузия проводится сквозь весь эпитаксиальный слой. В результате в определенных местах эпитаксиальная пленка *n*-типа преобразуется в пленку *p*-типа. Таким образом, создаются изолированные участки *n*-типа, окруженные материалом *p*-типа.

Еще один метод изоляции заключается в и с п о л ь з о в а н и и в ы с о к о о м н о й п о д л о ж к и, например с $\rho \geqslant 100$ Ом·см. Этот метод применяется для высокочастотных микросхем, когда сопротивление самой подложки, включенное последовательно с компонентами, дает достаточную изоляцию. Поверхностное сопротивление изолирующей области обычно достигает 1000 Ом/квадрат. Частотные характеристики интегральной микросхемы с такой изоляцией компонентов улучшаются, так как отсутствует изолирующий переход.

Метод изоляции с п о м о щ ь ю п л е н к и SiO_2 и п о л и к р и с т а л л и ч е с к о г о к р е м н и я позволяет существенно уменьшить токи утечки и емкость коллектор—подложка. Метод заключается в следующем. В пластине кремния вытравливаются лунки (рис. 13.5, *а*). Глубина травления должна несколько превышать необходимую толщину изолируемой области. Далее пластину покрывают слоем окисла толщиной 1—5 мкм. Изолирующий окисел покрывается поликристал-

лическим кремнием (рис. 13.5, *б*). Последний этап процесса состоит в удалении лишнего слоя монокристаллического кремния посредством шлифовки и травления (рис. 13.5, *в*). Пластина в таком виде готова для дальнейшей обработки в обычном технологическом процессе изготовления интегральных микросхем.

Наиболее перспективным оказался так называемый и з о п л а н а р н ы й метод изоляции, использующий области с термически выращенным окислом.

На рис. 13.6 приведена структура схемы с окисной изоляцией типа «изопланар». Электрический контакт к скрытой области коллектора окружен окисной областью. Маскирование активной области транзистора (скрытый слой коллектора, база и эмиттер) во время окисления осуществляется применением пленок нитрида кремния Si_3N_4, которые являются хорошим маскирующим материалом, так как остаются практически инертными во время окисления. При использовании окисной изоляции отпадает необходимость в отделении изолирующей области от базы транзистора, чем достигается 40%-ная экономия площади.

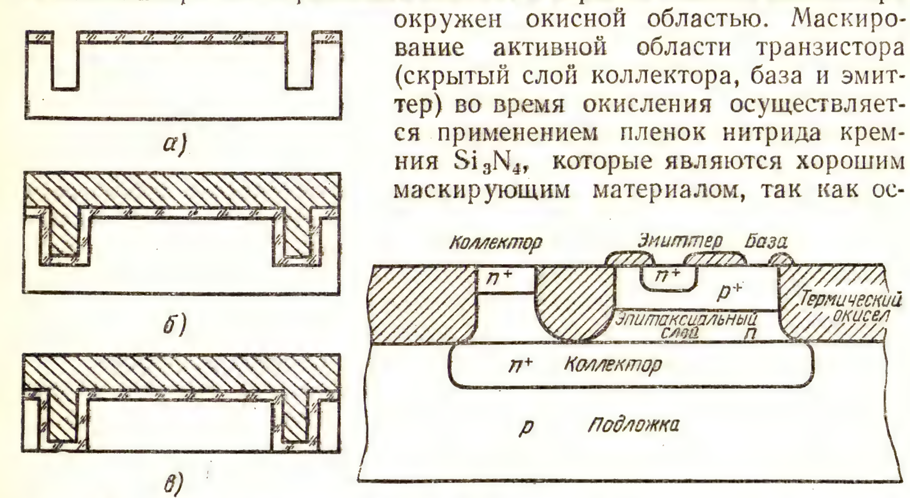


Рис. 13.5. Окисная изоляция компонентов

Рис. 13.6. Изоляция компонентов типа «изопланар»

Транзисторы

В полупроводниковых микросхемах наиболее широко применяют диффузионные и эпитаксиально-диффузионные планарные транзисторы.

Транзисторная структура интегральной микросхемы изготовляется посредством тех же операций, которые используют при изготовлении дискретного транзистора.

На рис. 13.7 показаны поперечное сечение и топология биполярного транзистора интегральной микросхемы, где видны четыре области: диффузионный эмиттер, диффузионная база, эпитаксиальный коллектор и подложка. Электрический контакт с эмиттерной, базовой и коллекторной областями получен с помощью алюминиевой металлизации.

При разработке микросхем выбор структур ограничен, так как изменение структуры влечет за собой дополнительные технологические операции, поэтому выбирают такую геометрию прибора, которая обеспечивала бы требуемые характеристики.

Очевидно, что в одной и той же интегральной микросхеме практически можно проектировать транзистор с любой топологией и размерами. А следовательно, в одной схеме могут быть созданы одновременно и высокочастотные и мощные транзисторы.

На приведенной топологии транзистора (рис. 13.7, *а*) эмиттер и база представляют собой прямоугольники, что обеспечивает рациональное использование площади кристалла. Соединение с базой осуществляется двумя контактами с одной и с другой стороны эмиттера. Контакт к коллекторной области выполнен в виде прямоугольной рамки с разрывом для прохождения металлизированных дорожек к выводам эмиттера и базы. Граница *p-n*-перехода, образованного между эпитаксиальным коллектором *n*-типа и подложкой *p*-типа и граница двух других переходов выходит на поверхность пластины под окисной пленкой, как это показано на рис. 13.7, *а* пунктиром.

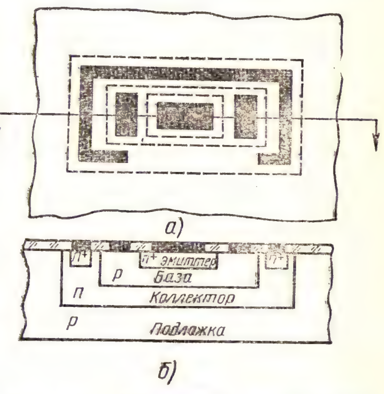


Рис. 13.7. Транзистор в интегральной микросхеме:
а — топология; *б* — поперечное сечение

Размер эмиттера биполярного транзистора 20 × 30 мкм, это обеспечивает рабочий ток 30 мА. Размер базы 60 × 100 мкм, а изолированной области 200 × 180 мкм. Электрические характеристики такого транзистора аналогичны характеристикам дискретного ВЧ-транзистора: $f_т \geqslant 500$ мГц; $U_{кэmax} \geqslant 30$ В; $U_{эбmax} \geqslant 5$ В; $h_{21э} \geqslant 20$. Обратный ток переходов обычно менее 1 мкА, паразитная емкость с подложкой $C_{кп} \leqslant 3$ пФ.

Поскольку все транзисторы изготовляют одновременно в одном и том же кристалле кремния, это обеспечивает хорошее совпадение их электрических характеристик.

Для работы в режимах больших токов и малых напряжений насыщения могут применяться транзисторы, имеющие большую площадь эмиттерного перехода.

Особенность транзисторов в интегральных микросхемах связана с их планарной конструкцией. Все контакты к основным областям транзистора, в том числе и контакт к коллектору, располагают на одной плоскости. Такое размещение коллекторного контакта приводит к увеличению распределенного сопротивления тела коллектора по сравнению с сопротивлением тела коллектора дискретного транзистора, в котором коллекторный контакт расположен снизу. Вследствие образования добавочного последовательного с коллектором сопротивления увеличивается сопротивление насыщения прибора.

Величина этого сопротивления составляет 10÷100 Ом в зависимости от топологии, тогда как в дискретных транзисторах 5÷10 Ом.

Концентрация примесей в коллекторе вблизи перехода коллектор—база значительно меньше, чем концентрация примесей в базе по другую сторону этого перехода. В этом случае большая часть неосновных носителей при работе транзистора в режиме насыщения накапливается в области коллектора. Поэтому время выхода транзистора из режима насыщения в основном зависит от свойств его коллектора.

Относительно большие величины сопротивлений тела коллектора обусловливают высокое значение остаточного напряжения коллектор—эмиттер в режиме насыщения, особенно при больших рабочих токах коллектора.

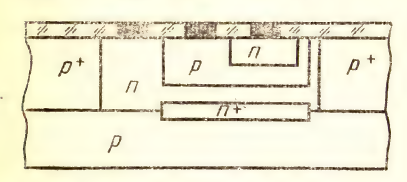


Рис. 13.8. Структура транзистора со скрытым слоем n^+-типа

Для снижения напряжения насыщения применяют специальные меры. Например, в структуре, показанной на рис. 13.8, в коллекторе транзистора на границе с подложкой для уменьшения сопротивления тела коллектора введен высоколегированный слой n^+-типа. Этот слой, называемый скрытым слоем, получают путем дополнительной диффузии донорной примеси перед наращиванием эпитаксиального слоя.

При наличии скрытого слоя в коллекторе образуется электрическое поле, направленное от подложки в сторону коллектора. В режиме насыщения это поле тормозит движение дырок, инжектированных из базы в коллектор, и накопление их происходит в относительно высокоомной части, прилегающей к переходу коллектор—база.

Транзистор со скрытым слоем n^+-типа в коллекторе имеет оптимальное распределение примесей, позволяющее получить минимальное значение произведения $r_{к}C_{кб}$ и высокое пробивное напряжение коллекторного перехода. Подложка в этом случае не оказывает влияния на работу транзистора.

Особенность интегральных микросхем состоит в существовании паразитных электрических связей между элементами, обусловленных наличием изолирующего слоя или p-n-перехода, разделяющих элементы интегральной микросхемы.

Характер этих связей зависит от метода изоляции и технологии изготовления микросхемы. В меньшей степени подложка влияет на параметры транзисторов при использовании диэлектрической изоляции.

Изолирующий p-n-переход представляет собой диод, который соединен с коллектором и действует как зависимая от напряжения емкость, соединяющая коллектор с землей.

При одинаковых размерах областей и одинаковом распределении примесей транзистор, изолированный диэлектрической пленкой, имеет значительно большее время рассасывания, чем транзистор, изолированный переходом. Для снижения $\tau_{рас}$ в транзисторах, изолированных диэлектрической пленкой, в пластину кремния вводят атомы золота.

Диоды

В полупроводниковых микросхемах широкое применение находят диоды для выполнения логических функций, для форсирования включения и выключения, фиксации уровня напряжения, задания смещения и т. д.

При конструировании микросхемы стремятся применять диоды, эквивалентные переходам эмиттер—база или коллектор—база транзисторной структуры. В этом случае диоды изготовляют в едином технологическом цикле с остальными элементами.

Рассмотрим диодное включение транзистора, изолированного *p-n*-переходом. Подложка подключается к самому низкому потенциалу. Поэтому переход коллектор—подложка всегда будет заперт. В этом случае имеется пять способов диодного включения транзистора (рис. 13.9). Такой диод отличается наличием третьего электрода — подложки, в цепи которого могут течь значительные токи.

Пробивное напряжение диэлектрической изоляции составляет 100—200 В, а изолирующего перехода примерно 70 В. Поэтому предельное напряжение диодов ограничивается либо пробивным напряжением эмиттерного перехода, либо пробивным напряжением коллекторного перехода. Предельное напряжение диодов, полученных путем соединений, изображенных на рис. 13.9, *а*, *в*, *г*, ограничивается пробивным напряжением эмиттерного перехода, а при соединении, указанном на рис. 13.9, *б*, ограничивается пробивным напряжением коллекторного перехода.

В диодах с изолирующим переходом помимо обратных токов эмиттерного и коллекторного переходов при соединениях структуры, в которых используется вывод коллектора, течет обратный ток изолирующего перехода. Поскольку площадь этого перехода максимальна, то обратный ток будет наибольшим. Наибольшее значение токов утечки наблюдаемых в схемах включения (рис. 13.9, *в*, *г*, *д*). Для схемы включения (рис. 13.9, *а*) ток подложки значительно меньше тока, втекающего в диод. При включении по схеме (рис. 13.9, *б*) значительная часть входного тока ответвляется в подложку.

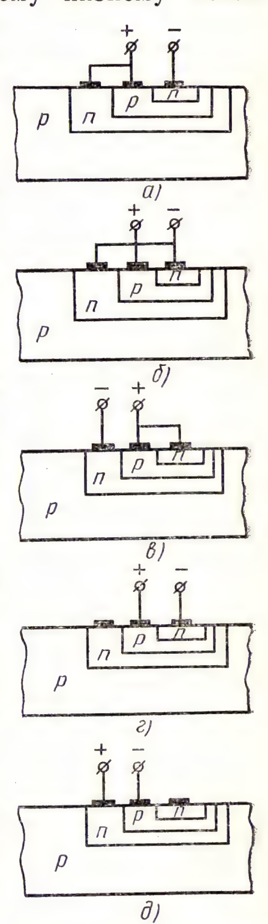


Рис. 13.9. Диодные соединения транзисторной структуры, изолированной *p-n*-переходом

В диодах с изолирующим переходом помимо проходной емкости, шунтирующей переход диода $C_д$, следует учитывать паразитную емкость изолирующего перехода $C_{дп}$.

Наибольший заряд неосновных носителей накапливается в диоде у трех последних схем включения, поэтому для этих схем наблюдается наибольшее время восстановления обратного сопротивления. В этих схемах наибольшие утечки токов в подложку, а следовательно, и наибольшие заряды избыточных носителей.

Наименьшее время восстановления обратного сопротивления имеют диоды в схемах соединения (рис. 13.9, *а*). Время накопления неравновесных носителей в базе диода зависит от времени жизни неосновных носителей. Для снижения времени накопления применяется диффузия золота. При этом время жизни неосновных носителей составляет примерно 10 нс. Однако диффузия золота снижает коэффициент усиления и транзисторы могут иметь большую задержку включения.

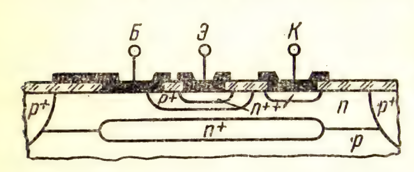


Рис. 13.10. Структура транзистора с переходом Шоттки

В результате поисков путей уменьшения времени рассасывания избыточного заряда в транзисторах для изготовления коллектора и диода, шунтирующего переход коллектор — база, были использованы контакты с переходом Шоттки. Структура интегральных транзисторов, в которых использован контакт с переходом Шоттки в качестве коллектора и диода, шунтирующего переход коллектор—база, показана на рис. 13.10. Биполярный транзистор с коллекторным контактом с переходом Шоттки отличается от транзисторов типа *р-п-р* и *п-р-п* тем, что при переходе к режиму насыщения в нем отсутствует инжекция неосновных носителей заряда из коллектора в базу, а также нет накопления заряда в области коллектора.

Биполярный транзистор с переходом Шоттки в качестве коллектора имеет малое время восстановления и может использоваться для усиления импульсного напряжения.

В биполярном транзисторе типа *п-р-п* с переходом Шоттки, включенным параллельно переходу коллектор—база, металлический электрод контакта металл—полупроводник *п*-типа подсоединяют к металлическому контакту базы, а полупроводник *п*-типа является коллекторной областью транзистора. Если контакт с переходом Шоттки выбран так, что падение напряжения на контакте меньше, чем на переходе коллектор—база открытого транзистора, то большая часть базового тока будет протекать через контакт. При этом коллекторный переход не смещается в прямом направлении, избыточный заряд очень мал, а время рассасывания заряда значительно уменьшается по сравнению со временем рассасывания заряда в транзисторе без диода с переходом Шоттки.

Резисторы

Резисторы полупроводниковых микросхем могут быть получены несколькими способами. В качестве резистора можно использовать отдельные участки объема полупроводника (объемные резисторы), *р-п*-переход в прямом или обратном направлениях, транзисторные структуры.

В микросхемах чаще всего применяют резисторы, представляющие собой тонкий слой полупроводника, образованный при диффузии и изолированный от остальной части кристалла. Такие резисторы называют д и ф ф у з и о н н ы м и. Диффузионные резисторы являются линейными и хорошо согласуются с законом Ома в рабочем интервале напряжений. Существование градиента концентрации примеси в диффузионных слоях приводит к тому, что более высокую проводимость имеют сильнолегированные слои кремния, прилегающие к поверхности.

Сопротивление диффузионного резистора рассчитывают по формуле

$$R = \rho_s \frac{l}{b},$$

где l и b — соответственно длина и ширина диффузионного слоя резистора, см; ρ_s — удельное поверхностное сопротивление диффузионного слоя.

Основными параметрами диффузионного резистора являются:

а) поверхностное сопротивление ρ_s;
б) номинальная величина сопротивления резистора R;
в) температурный коэффициент сопротивления резистора ТКR;
г) максимально допустимая мощность P_{max};
д) максимально допустимый ток I_{max};
е) максимально допустимое напряжение U_{max}.

Диффузионные резисторы должны обладать как можно меньшими размерами, поэтому для их изготовления используют слои с большим поверхностным сопротивлением в виде узких зигзагообразных полосок (рис. 13.11). Концы полосок увеличены для обеспечения омического контакта. Омические контакты создают на высоколегированных областях n^+-типа.

Резисторы, как правило, изготавливают одновременно с одной из областей транзистора. Резисторы с малым сопротивлением создают во время диффузии при получении эмиттера; резисторы со средним сопротивлением — при получении базы. Кроме того, резисторы могут быть изготовлены в области коллектора или в материале подложки, когда требуются высокие номиналы сопротивлений. Если резистор выполняют одновременно с коллектором, то его поверхностное сопротивление будет близко к 300 Ом/квадрат, если одновременно с базой, то около 100 Ом/квадрат, а если с эмиттером, то около 10 Ом/квадрат.

Наиболее распространенный метод заключается в использовании цикла диффузии при создании базы.

На рис. 13.12, *а* показаны разрез и топология типичного резистора с сопротивлением 4 кОм, полученного в процессе диффузионного цикла образования базы. Слой n-типа используется для изоляции, а слой p-типа глубиной приблизительно 3 мкм определяет величину сопротивления. Удельное сопротивление слоя ρ_s = 200 Ом/квадрат. Температурный коэффициент ТКR = 0,2 — 0,3 град$^{-1}$.

На рис. 13.12, *б* приведена структура резистора на коллекторном слое транзистора. Регулируя толщину эпитаксиальной пленки, можно получить широкий диапазон поверхностных сопротивлений. Поверх-

ностное сопротивление может быть значительно увеличено, если ввести базовую область, как это показано на рис. 13.12, *б*.

Резисторы на основе эмиттерного слоя применяют для получения малых значений номиналов сопротивления (10 Ом$\div$1 кОм). Таким образом, все диффузионные резисторы изготовляют на диффузионных слоях n^+-, p-, n-, p-структуры в едином технологическом процессе. Следовательно, регулировать номинал резистора путем изменения элек-

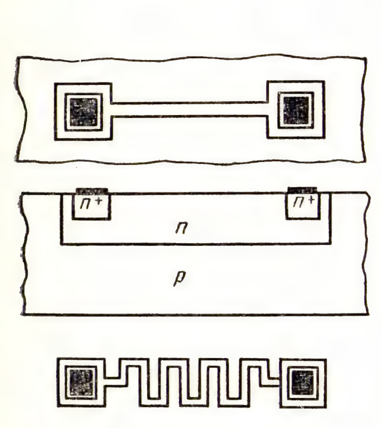


Рис. 13.11. Конфигурация диффузионных резисторов

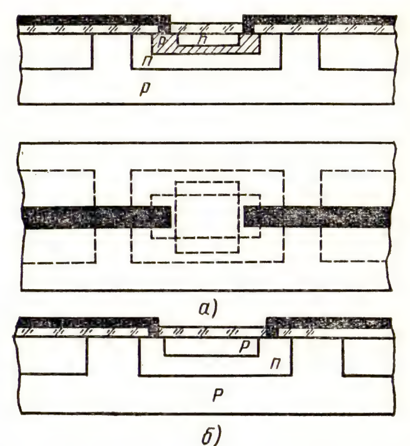


Рис. 13.12. Диффузионный резистор, полученный на основе базовой области (*а*) и коллекторной области (*б*)

трофизических свойств диффузионных слоев (N_s, ρ_s, d_j) не технологично. Такую регулировку производят путем изменения геометрических размеров.

Диффузионные резисторы имеют относительно большой температурный коэффициент сопротивления, обусловленный зависимостью от температуры подвижности дырок и электронов.

Максимальное напряжение резистора ограничено напряжением пробоя p-n-перехода. Величина этого напряжения зависит от концентрации примесей в материале.

Максимальная мощность рассеяния резисторов, вмонтированных в стандартный корпус, порядка 3 мВт на единицу диффузионной площади, т. е. практически 0,1$\div$0,25 Вт.

Максимальная температура резистора ограничивается требуемой стабильностью номинала, изменением TKR и максимальной температурой других элементов схемы. В микросхемах наиболее сильно нагреваются резисторы.

С учетом перегрева рассчитывается оптимальная площадь резистора. Если площадь мала, это приводит к увеличению теплового сопротивления резистора и может вызвать тепловой пробой.

В табл. 13.1 даны типовые значения параметров диффузионных резисторов.

Таблица 13.1

Слой	ρs Ом/квадрат	Разброс сопротивлений, %	ТКR, K^{-1}	Распределенная паразитная емкость, $пФ/см^2$	Толщина слоя, мкм
Слой базы	200—300	±(10—20)	$\pm(2-3)\cdot10^{-3}$	150—130	1,5—3,5
Слой базы, ограниченной эмиттерным переходом	400—3000	±100	$\pm(3-15)\cdot10^{-3}$	1000—1500	0,5—1,0
Слой коллектора	400—10^4	±15—25	$\pm(3-5)\cdot10^{-3}$	80—100	10—20
Слой эмиттера	2—3	±20	$\pm(1-5)\cdot10^{-4}$	1000—1500	1,5—2,5

В качестве резистора можно также использовать *p-n*-переход, смещенный в прямом или в обратном направлении. Переход, смещенный в прямом направлении, применяют на малых токах. Сопротивление *p-n*-перехода, включенного в обратном направлении, может достигать значения 10^7 Ом. Недостаток такого резистора—сильная температурная зависимость.

В качестве переменного резистора может быть использован полевой транзистор. При изменении напряжения на затворе сопротивление канала будет изменяться. Такие резисторы с переменным сопротивлением нашли применение в линейных интегральных микросхемах.

Конденсаторы

В качестве конденсатора в интегральной схеме может быть использована зарядная емкость *p-n*-перехода, диффузионная емкость и емкость МДП-структуры.

Основными параметрами конденсатора любого типа являются:

а) номинальная величина емкости;

б) удельная емкость $C_{уд}$;

в) максимально допустимое напряжение U_{max};

г) температурный коэффициент емкости ТКС;

д) величины паразитных емкостей и сопротивлений.

Емкость конденсатора, образованного *p-n*-переходом, зависит от площади перехода и ширины запирающего слоя, а следовательно, от степени легирования и градиента концентрации примесей. Величина зарядной емкости *p-n*-перехода изменяется с приложенным напряжением. В большинстве случаев для создания конденсаторов не требуется дополнительных технологических операций, поскольку используются те же переходы, что и в транзисторной структуре.

Поэтому диапазон величин удельной емкости ограничен, так как концентрация примесей в материале и градиент концентрации примесей при диффузии определяются требованиями коллекторной, базовой и эмиттерной областей транзисторов, расположенных вместе с конденсатором на общей подложке. В распоряжении разработчика

имеются фиксированные значения удельных емкостей для трех переходов: эмиттер—база, база—коллектор, коллектор—подложка (рис. 13.13). Поскольку удельные емкости для транзисторных переходов низки, то увеличения емкости добиваются за счет увеличения площади переходов.

Конденсаторы на основе перехода эмиттер—база (рис. 13.13, *а*) обладают не только наибольшей удельной емкостью, но и наименьшим

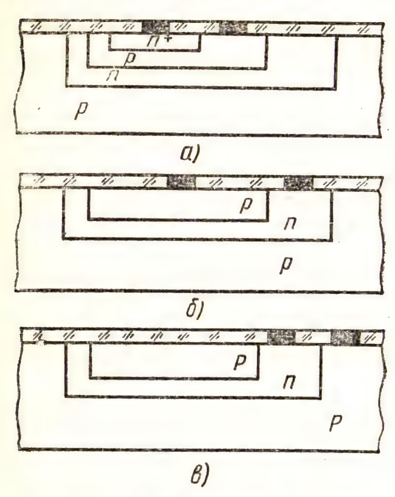


Рис. 13.13. Три способа получения емкости:

а — на основе перехода эмиттер—база; *б* — на основе перехода базы—коллектор; *в* — на основе перехода коллектор—подложка

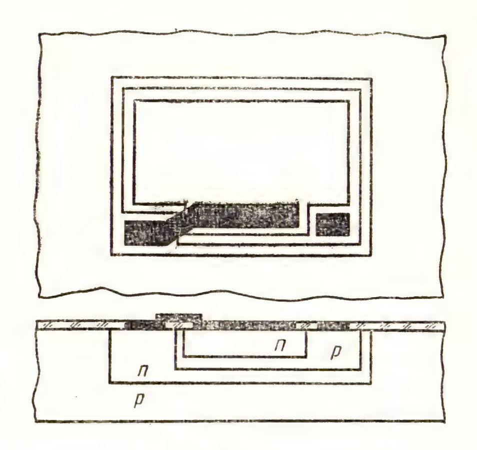


Рис. 13.14. Способ увеличения удельной емкости

пробивным напряжением.Недостатком такого конденсатора является также высокое последовательное сопротивление (тонкий слой базы).

Переход коллектор—база имеет низкую удельную емкость, но высокое пробивное напряжение.

На рис. 13.13, *б* показано поперечное сечение конденсатора, образованного одновременно с переходом коллектор—база транзистора. Для этой структуры является проблемой изоляция конденсатора от других элементов, расположенных на той же подложке и имеющих переходы.

В табл. 13.2 приведены значения удельной емкости и пробивного напряжения для трех переходов типовой транзисторной структуры.

Таблица 13.2

Переход	$C_{уд}$, пФ/мм²	$U_{проб}$, В
ЭБ	1600	7
БК	160	45
КП	60	70

При проектировании конденсаторов необходимо обеспечить возможно большую удельную емкость. Это позволит создавать конденсаторы с большими номинальными значениями или при низких номиналах экономить площадь, занимаемую конденсатором.

На рис. 13.14 показан способ, когда коллекторный и эмиттерный переходы

включаются параллельно. Это осуществляется посредством соединения металлической дорожкой контактов эмиттерной и коллекторной областей. В результате область *р*-типа (база) представляет один электрод, а область эмиттера и коллектора — второй электрод. В такой конфигурации эффективная площадь перехода увеличивается, а следовательно, увеличивается и полная емкость.

Конденсаторы на *р-п*-переходе имеют ряд недостатков. С увеличением обратного напряжения емкость уменьшается. Такие конденсаторы могут работать лишь при одном знаке приложенного к ним напряжения. Подача на него напряжения другой полярности приводит к короткому замыканию двух электродов. Конденсаторы интегральных микросхем имеют сравнительно небольшую удельную емкость и занимают площадь значительно бо́льшую, чем транзисторы.

Индуктивности

Интегральные микросхемы проектируют таким образом, чтобы исключить индуктивные элементы. Однако в ряде случаев это не удается.

Одним из основных способов создания индуктивности является нанесение на поверхность окисла кремния металлических спиралей. Индуктивная катушка такой формы проста в изготовлении, но обладает малой индуктивностью и низкой добротностью. Например, 20-витковая плоская спираль с наружным диаметром 0,8 мм, осажденная на кремний с поверхностным сопротивлением 50 Ом · см имеет характеристики, данные в табл. 13.3.

Таблица 13.3

Частота, мГц	*L*, мкГ	*Q*
20	2,26	4,9
40	2,57	3,4
60	3,20	1,7
80	4,42	0,87

В последнее время в качестве индуктивных элементов в микросхемах используют явления обратной связи в полупроводниковых приборах. Наиболее приемлемыми для этой цели являются такие приборы, как динисторы, лавинный и однопереходный транзисторы.

Индуктивности вплоть до нескольких миллигенри могут быть получены на основе эффекта модуляции проводимости в диодных структурах. Проводимость базовой области в таких диодах близка к собственной. Область *р*-типа сильно легирована (рис. 13.15,*а*). Поэтому поле существует только в базовой области.

При инжекции в базу проводимость ее увеличивается, что вызывает увеличение тока, протекающего через диод в прямом направлении, в течение времени, необходимого носителям для прохождения базы до рекомбинации. Так как этот ток отстает от входного напряжения, то создается индуктивный сдвиг фазы. Поэтому при определенной плотности тока сопротивление такого диода будет носить индуктивный характер. Чем длиннее область базы с высоким сопротивлением, тем больше отставание по фазе тока от напряжения.

Такой прибор можно представить в виде эквивалентной схемы, приведенной на рис. 13.15, *б*.

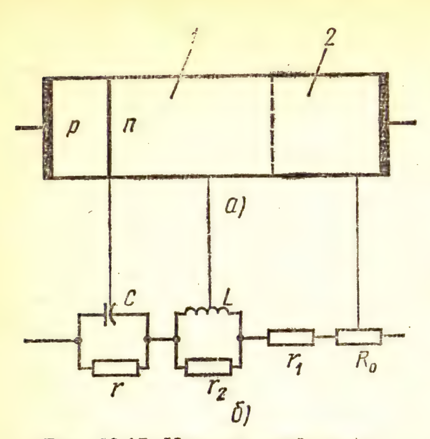


Рис. 13.15. Индуктивный диод:
1 — модулированная область базы; *2* — немодулированная область базы

Недостатком индуктивного диода является наличие паразитного сопротивления, вносящего большие потери. Оно может быть скомпенсировано путем включения последовательно с индуктивным диодом прибора с отрицательным сопротивлением — туннельного диода, динистора или однопереходного транзистора. Изменяя рабочую точку прибора с отрицательным сопротивлением, можно добиться, чтобы дифференциальное отрицательное сопротивление полностью скомпенсировало паразитное.

Индуктивность индуктивного диода составляет 0,4 Г на частоте 3,5 МГц при подключении последовательно с источником отрицательного сопротивления.

Проводящие соединения и контактные площадки

Соединения компонентов в полупроводниковой микросхеме осуществляют несколькими способами: нанесением металлических тонкопленочных проводящих дорожек, изолированных от подложки слоем диэлектрика; с помощью высоколегированных диффузионных каналов в объеме полупроводника; проволочных соединений. Нанесение тонкопленочных проводников выполняют несколькими способами: химическое и электрохимическое осаждение, вакуумное напыление, катодное распыление и др. Наиболее широко применяют метод вакуумного напыления с последующей фотолитографической обработкой для удаления лишней металлизации.

Для микросхем больших размеров используют напыление контактов через окна в металлических масках. (Более подробно методы нанесения тонких пленок будут рассмотрены в следующем параграфе).

Наличие металлических междуэлементных соединений на поверхности пластины, покрытой слоем двуокиси кремния, приводит к появлению двух видов паразитных элементов: 1) распределенной емкости между соединениями и пластиной; 2) паразитного последовательного сопротивления соединений между компонентами.

При толщине окисного слоя 1 мкм удельная паразитная емкость равна 32 пФ/мм^2.

Наименьшим распределенным сопротивлением обладают алюминиевые пленки. Алюминиевая пленка толщиной 1 мкм имеет поверхностное сопротивление порядка 0,03 Ом/квадрат. Сопротивление полоски из такой пленки шириной 25 мкм и длиной 1,25 мм равно 1,5 Ом. Если

через такую полоску протекает ток 100 мА, падение напряжения на нем составит 150 мВ.

Чтобы уменьшить падения напряжений, сопротивления междуэлементных соединений необходимо снижать до минимума.

Для улучшения переходных характеристик микросхем кроме последовательного сопротивления следует уменьшать распределенную емкость. Это достигается за счет уменьшения площади соединений и контактных площадок.

Если в схеме имеется взаимное пересечение проводников, то применяют перемычки, образованные методом диффузии. Примером может служить пересечение металлической пленки и диффузионного проводника n^+-типа, изолированного от металла слоем двуокиси кремния. Если перемычки короткие, они имеют малое сопротивление и изолированы от подложки с электропроводностью p-типа p-n-переходами с обратным смещением.

Другой метод состоит в образовании перемычек в виде многослойных металлических и диэлектрических пленок. Метод более сложен, но позволяет увеличить плотность монтажа микросхем. Кроме того, в этом случае получается более низкое сопротивление соединений. Такие соединения выполняют из алюминия, а в качестве диэлектрика служит структура из слоев двуокиси кремния и нитрида кремния.

Элементы микросхем на МДП-структурах

МДП-структуры могут выполнять различные функции: усиление, генерацию, преобразование электрических сигналов, элемента памяти. МДП-транзисторы могут использоваться в качестве конденсатора и резистора, значение емкости и сопротивления которых можно изменить в определенных пределах путем изменения потенциала на управляющем электроде.

Такие функциональные возможности МДП-структур представляют особую ценность для микроэлектроники, так как обеспечивают возможность создания сложных интегральных микросхем и блоков из однородных компонентов, изготовленных по единой технологии. Выпускаемые в настоящее время ИМС на МДП-структурах превосходят ИМС на биполярных транзисторах по таким параметрам, как уровень интеграции, удельная потребляемая мощность и др., но уступают им по быстродействию.

Поскольку механизм работы МДП-транзисторов определяется только основными носителями, у них не наблюдаются такие характерные для биполярных транзисторов эффекты, как накопление и рассасывание неосновных носителей в базе, которые уменьшают скорость переключения. Поэтому собственная инерционность МДП-транзисторов очень мала.

Однако в реальных МДП-ИМС ограничение по быстродействию обусловлено наличием RC-цепей, состоящих из сопротивления канала транзистора R и паразитных емкостей. Величина R в первую очередь определяется длиной канала $L_к$ и связана с величиной по-

рогового напряжения $U_{зи\ пор}$. При уменьшении величины $U_{зи\ пор}$ снижается сопротивление канала, а при создании МДП-транзисторов с короткими каналами сокращается время пролета носителей заряда между истоком и стоком, вследствие чего повышается быстродействие МДП-ИМС.

Емкости, ограничивающие быстродействие МДП-транзистора, — зарядная и паразитная. Первая связана с зарядами, запасаемыми на затворе и в канале; она шунтирует входной сигнал, снижая входной импеданс прибора с увеличением частоты. Поскольку распределение зарядов на затворе и в канале изменяется с приложенным напряжением, емкость также меняется с напряжением.

Как видно из рис. 13.16, между электродом затвора и диффузионными обла-

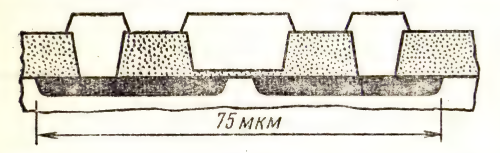


Рис. 13.16. МДП-транзистор с каналом *p*-типа

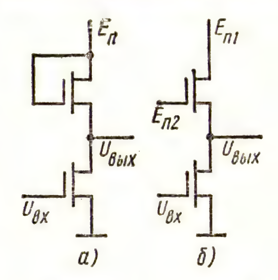


Рис. 13.17. Схема полевого транзистора, используемого в качестве активного резистора

стями истока — стока имеется существенное (порядка нескольких микрометров) перекрытие по тонкому окислу. В приборах с МДП-структурой, изготавливаемых методами планарной технологии, металл затвора перекрывает области истока — стока для компенсации неточностей совмещения при технологических операциях. Для ширины затвора 40 мкм емкость между затвором и каждым электродом составляет 0,04 пФ.

Другим фактором, существенно влияющим на быстродействие МДП-микросхем, является величина порогового напряжения на затворе. Основные работы в области повышения быстродействия МДП-ИМС направлены в первую очередь на снижение паразитных емкостей МДП-структур, а также на уменьшение длины канала и величины порогового напряжения. Последнее позволяет снизить напряжение питания схемы и тем самым уменьшить потребляемую мощность.

МДП-транзистор может быть использован также в качестве резистора. Когда $U_{зи} = 0$, сопротивление канала велико. Величина сопротивления между выводами стока и истока в этом случае обратно пропорциональна отношению ширины канала к его длине (b/h). Эта зависимость делает простым расчет топологии для получения необходимого сопротивления резисторов. На рис. 13.17, *а* приведена схема МДП-транзистора, используемого в качестве резистора.

Транзистор может быть использован в качестве нагрузки путем присоединения затвора к стоку. Когда напряжение стока подается

на резистор, включенный указанным способом, и напряжения затвора и стока будут равны, тогда резистор работает в области насыщения.

Работа резистора в линейной области может быть достигнута, если напряжение на затворе будет больше $E_{п}$.

Схема такого резистора в качестве нагрузочного сопротивления показана на рис. 13.17, *б*. Каждый режим работы резистора имеет свои преимущества и недостатки. Если он используется в качестве нагрузки, то при работе в режиме насыщения максимальное выходное напряжение равно $U_{зи\ пор}$. Минимальное выходное напряжение будет, однако, близко к нулю. У линейного режима нет этого недостатка, так как затвор смещен при любых возможных значениях напряжения истока даже при $E_{п1}$.

По этой причине амплитуда выходного сигнала может быть близка к $E_{п1}$. Однако в этом случае есть необходимость использования дополнительного источника питания с напряжением $E_{п2}$, как показано на рис. 13.17, *б*. Сопротивление затвора обычно больше 10^{14} Ом, так что от источника питания затвора ток практически не потребляется.

МДП-транзистор может быть применен в качестве активного резистора, величина сопротивления которого зависит от приложенного к затвору напряжения.

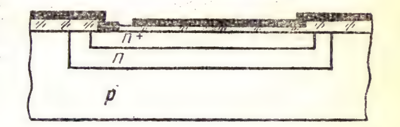


Рис. 13.18. МДП-конденсатор

Структура МДП-конденсатора показана на рис. 13.18. Диэлектриком в таком конденсаторе является термически выращенная пленка двуокиси кремния. Одним из электродов является сильно легированная область пластины, лежащая под окислом, другим — пленка напыленного металла. Высокоомный *n*-слой используют для создания изолирующего *p*-*n*-перехода.

Емкость МДП-конденсатора зависит от площади и толщины окисной пленки. Основные характеристики МДП-конденсатора при толщине пленок SiO_2 около 0,05÷0,1 мкм; $C_{уд}$ = 700÷500 пФ/мм²; $U_{проб}$ = = 20÷40 В; ТКС = $1 \cdot 10^{-2}$ $К^{-1}$.

Уменьшение толщины окисной пленки с целью увеличения удельной емкости может привести к замыканию обкладок конденсатора вследствие неоднородности структуры очень тонкой пленки.

МДП-конденсаторы обладают малой величиной последовательного сопротивления (5÷10 Ом) и хорошей температурной стабильностью.

Технология изготовления МДП-ИМС по сравнению с биполярными ИМС проще. Технологический цикл изготовления МДП-ИМС состоит из 22 основных операций, а технологический цикл изготовления биполярных ИМС из 32. Трудоемкость изготовления МДП-ИМС на 30% ниже, чем биполярной ИМС.

Основным недостатком обычных МДП-микросхем с проводящим каналом *p*-типа является малое быстродействие.

Совершенствование технологии привело к созданию МДП-приборов с каналом *n*-типа. Более высокая подвижность электронов по сравнению с дырками

позволяет МДП-приборам с каналами n-типа иметь скорость переключения в 2,4 раза выше, чем для приборов с каналами p-типа. Более низкий порог отпирания приборов с каналами n-типа позволяет использовать источник питающего напряжения 5 В.

Использование технологии ионного легирования для изготовления МДП-ИМС обусловило значительное уменьшение величин паразитных емкостей. Благодаря уменьшению перекрытия затвором областей стока и истока величина емкости отрицательной обратной связи становится на порядок меньше, чем в диффузионных МДП-ИМС, и составляет 0,04 пФ. Возможность введения в кремний легирующих примесей в широком диапазоне концентраций и с более точной дозировкой, чем в процессе диффузии позволяет регулировать величину порогового напряжения в пределах от — 1 до — 4 В, получать оптимальную с точки зрения быстродействия и потребляемой мощности величину сопротивления канала, а также создавать на одном кристалле МДП-транзисторы со встроенным и индуцированным каналами.

В настоящее время используются три метода изготовления МДП-ИМС с низким пороговым напряжением: метод, основанный на использовании кремния, ориентированного в плоскости (100), а не в плоскости (111), как обычно: метод,

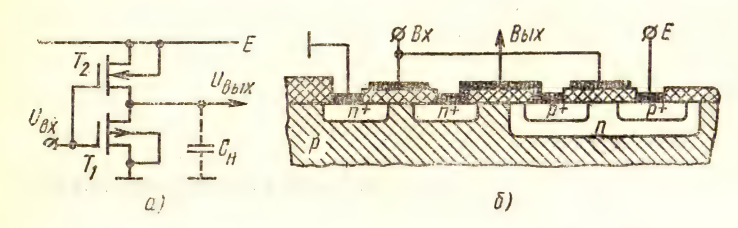


Рис. 13.19. Комплементарная МДП-структура:
а — схема инвертора; *б* — структура

при котором в качестве диэлектрика вместо двуокиси кремния используется нитрид кремния, и метод, предполагающий применение затвора из поликристаллического кремния, вместо алюминия. Каждый из этих методов обладает своими преимуществами и недостатками.

Уменьшение порогового напряжения при использовании пластин кремния, ориентированных в плоскости (100) связано с тем, что заряд поверхностных состояний при такой ориентации меньше по сравнению с ориентацией в плоскости (111). Заряд поверхностных состояний обусловлен, в частности, наличием ненасыщенных связей между атомами на поверхности кристалла. А в плоскости (111) таких ненасыщенных связей больше, чем в плоскости (100).

Величина порогового напряжения обратно пропорциональна емкости затвора, поэтому использование нитрида в качестве изолирующего слоя между затвором и каналом увеличивает емкость, ибо диэлектрическая проницаемость нитрида вдвое больше, чем у двуокиси кремния.

Для создания кремниевых затворов применяют поликристаллический кремний p-типа, у которого работа выхода меньше, чем у алюминия, используемого в обычных МДП-ИМС. Это приводит к уменьшению разности работ выхода материала затвора и полупроводниковой подложки и, кроме того, к уменьшению заряда поверхностных состояний. Оба эти обстоятельства снижают величину порогового напряжения.

Повышенное быстродействие интегральной микросхемы достигается при создании структур с дополнительной симметрией, т. е. структур, содержащих МДП-приборы с n- и p-каналами, на одной подложке, причем возбуждающий сигнал подается на затворы обоих приборов, соединенных вместе (рис. 13.19). Иногда их называют комплементарными (дополняющими) (КМДП) структурами. Логический элемент на КМДП-транзисторах в статическом состоянии практически не потребляет мощности. Поэтому целесообразно применение таких эле-

ментов в маломощных схемах, в частности в активных запоминающих устройствах большой емкости. Скорость переключения в этом случае значительно выше, чем при использовании приборов с каналами одного типа электропроводности.

В открытом состоянии через каждый прибор течет ток, равный току утечки другого прибора. При прохождении входного сигнала емкостные нагрузки заряжаются и разряжаются через низкий входной импеданс одного из приборов, что обусловливает снижение постоянной времени прибора и повышение его быстродействия.

Микросхемы на приборах с зарядовой связью

Одним из наиболее перспективных направлений следует считать создание приборов со связанными зарядами. *Механизм действия приборов заключается в генерации и накоплении неосновных носителей заряда в потенциальных ямах, перемещении зарядов вместе с потенциальными ямами вдоль границы раздела диэлектрик — полупроводник с последующим детектированием.*

Конструкция прибора с зарядовой связью (ПЗС) основана на трехслойной структуре, созданной с использованием обычной МДП-технологии, и отличается простотой. При окислении поверхности полупроводниковой пластины создается тонкий изолирующий слой, на который наносятся металлические электроды. По сравнению с этапами, необходимыми для создания биполярных и обычных МДП-приборов, структура с зарядовой связью позволяет уменьшить число технологических операций соответственно в четыре и два раза.

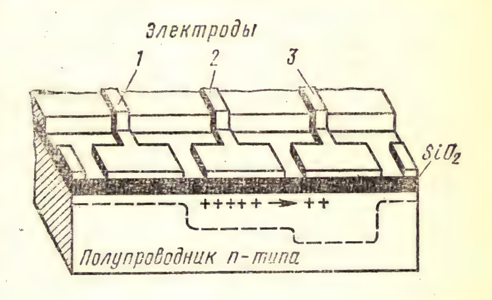


Рис. 13.20. Прибор с зарядовой связью

На ПЗС можно создавать устройства памяти, задержки, логики и передачи изображения.

Работу прибора можно рассмотреть с помощью рис. 13.20. Отрицательное смещение, подаваемое на подложку *n*-типа, должно быть больше того порога, который требуется для образования однородного обедненного слоя на границе раздела между подложкой и диэлектрической пленкой. Прикладывая более отрицательное напряжение (напряжение хранения) к электроду *1*, можно получить непосредственно под этим электродом более глубокий обедненный слой (потенциальную яму). Прибор может работать в режиме хранения; он может при этом получить и хранить заряды (неосновные носители), созданные в полупроводнике с помощью какого-либо источника. Так как неосновными носителями в кремнии *n*-типа являются дырки, а электрод отрицателен по отношению к подложке, дырки притягиваются к электроду и задерживаются в потенциальной яме.

В режиме передачи информации создаются условия, при которых заряд переносится ко второму, соседнему электроду. Это движение

осуществляется путем прикладывания еще более отрицательного потенциала (напряжения переноса) к электроду *2*, под которым при этом создается еще более глубокая потенциальная яма. Дырки, хранившиеся под электродом *1*, притянутые к более глубокой яме, перейдут к электроду *2*. Первоначальные условия хранения восстанавливаются при снятии напряжения хранения с электрода *1* и при уменьшении напряжения переноса на электроде *2* до величины напряжения хранения. Как только установился режим хранения над электродом *2*, процесс переноса может быть повторен по отношению к следующему соседнему электроду *3*, пока заряды не передвинутся опять вдоль подложки. Таким образом, при использовании всего лишь двух значений напряжения можно передавать заряды по прибору от точки к точке. Управление передачей зарядов осуществляется с помощью тактовых импульсов, подаваемых на затворы ПЗС.

Наиболее характерной формой ПЗС является регистр сдвига. Управляющие затворы регистра объединяются в электродную систему с числом фаз от одной до четырех.

Движение носителей заряда из одной потенциальной ямы в другую происходит благодаря трем различным механизмам: самоиндуктированному дрейфу, диффузии и эффекту краевого поля. Самоиндуктированный дрейф вызывается саморасталкиванием носителей заряда и приводит к быстрой передаче, однако существует лишь при больших плотностях заряда. Диффузия приводит к экспоненциальному убыванию заряда под передающим электродом. Краевое поле действует в направлении передачи заряда и может значительно ускорить процесс передачи. Действие краевого поля также приводит к экспоненциальному убыванию заряда.

Важнейшим параметром является время переноса, необходимое для перехода заряда между соседними электродами; оно значительно менее 1 мкс. Фактически время хранения может иметь порядок секунд, в то время как тактовые частоты напряжения передачи могут в типичных случаях иметь порядок мегагерц. По истечении времени хранения потенциальная яма заполняется неосновными носителями заряда, обусловленными тепловой генерацией. Для увеличения времени хранения информации следует использовать полупроводники с большой шириной запрещенной зоны.

Циркуляция зарядов между электродами в заданной системе является основой во всех случаях. Однако чаще всего требуется создание генератора зарядов на входе и детектора на выходе.

Возможна генерация зарядов несколькими методами, например, путем прямого смещения диффузионного *p-n*-перехода в *n*-кремнии с помощью поверхностного лавинного пробоя в МДП-структуре.

Схемы детектирования могут создаваться посредством обратно смещенного *p-n*-перехода или диода с переходом Шоттки. Детектирование при наличии заряда или в его отсутствие осуществляется одним из двух методов: путем изменения емкости или величины потенциала поверхностного электрода в зависимости от сохраняемого заряда.

§ 13.3. ГИБРИДНЫЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МИКРОСХЕМЫ

Принцип изготовления

В гибридных интегральных схемах пассивные элементы и все соединения представляют собой пленки из различных материалов, нанесенные на стеклянную или керамическую подложку, а в качестве активных элементов применяют навесные дискретные полупроводниковые приборы. В таких схемах использованы преимущества пленочной технологии в сочетании с технологией полупроводниковых приборов.

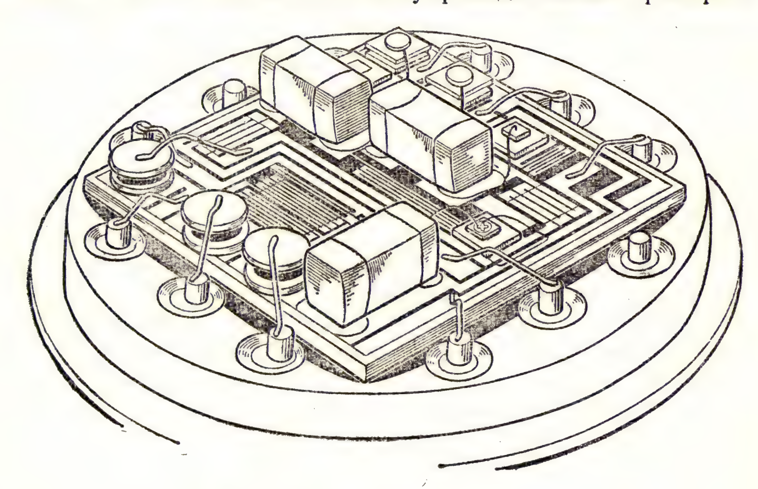


Рис. 13.21. Гибридная микросхема

На рис. 13.21, *а* приведена микрофотография гибридной схемы, содержащей нихромовые резисторы, золотые проводники и навесные транзисторы и диоды, индуктивные катушки и конденсаторы большой емкости. Для изготовления такой схемы сначала создаются соединения. Для этого напыляют или наносят каким-либо другим способом полоски серебра, алюминия или золота. Затем напыляют сопротивления из тантала, хрома или специальных сплавов. Варьируя как напыляемый материал, так и толщину слоя, можно менять номиналы резисторов. Для изготовления конденсатора напыляется металл, затем диэлектрик и снова металл. После нанесения всех слоев устанавливаются диоды и транзисторы.

Дискретные элементы должны быть сравнимы по размерам с тонкопленочными элементами, поэтому в гибридных схемах применяют микротранзисторы и микродиоды. Размеры их либо сокращены до минимума, либо эти элементы используют без корпуса.

Навесные элементы могут располагаться на самой подложке или на некотором расстоянии от нее. В ряде случаев для крепления элементов в подложке предусматривают сквозные или глухие отверстия. Микроэлемент помещают в это отверстие и заливают эпоксидной смолой. Соединение навесных деталей с элементами микросхемы может быть

выполнено одним из существующих методов: термокомпрессией, ультразвуковой сваркой, лучом лазера и др. При этом выводы навесных элементов соединяют с металлизированными площадками на подложке. Существуют различные варианты конструктивного исполнения гибридных схем. Наибольшее признание получила планарная конструкция. Для защиты от внешних воздействий применяют металлический корпус или керамические корпуса с металлическими выводами.

Гибридные схемы, в которых в качестве навесных элементов применены бескорпусные полупроводниковые интегральные схемы, называют многокристальными.

Преимущества гибридно-пленочной технологии заключаются в высокой гибкости, т. е. возможности большого выбора различных материалов и методов изготовления пленочных элементов и сравнительная простота разработки и изготовления большинства схем в гибридном исполнении.

При изготовлении пассивных элементов гибридных схем применяют тонкопленочную или толстопленочную технологию. К толстым пленкам относятся пленки толщиной от нескольких микрометров до нескольких сотен микрометров, к тонким — толщиной до 1—2 мкм.

С точки зрения применения пленки могут быть подразделены на проводящие, резистивные и диэлектрические.

Как самостоятельные пленочные схемы используют очень редко в качестве резисторных или резисторно-емкостных сборок. Чаще всего они служат основой для гибридных интегральных схем.

Тонкопленочные схемы

Тонкопленочная схема состоит из изоляционной подложки, на которую наносят тонкопленочные резисторы, конденсаторы, металлические проводники индуктивности и контактные площадки.

На рис. 13.22 приведена микрофотография тонкопленочной резисторной микросхемы. По технологии для тонкопленочных микросхем изготовляют схемы, состоящие из пассивных элементов.

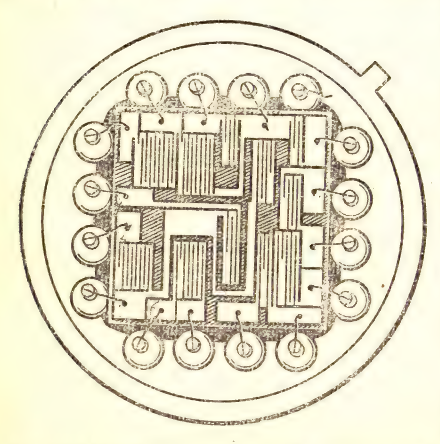


Рис. 13.22. Тонкопленочная микросхема

Считают, что тонкопленочные резисторы и конденсаторы имеют допуски, диапазон параметров и температурные коэффициенты значительно лучше, чем полупроводниковые. Более высокие частотные свойства тонкопленочных пассивных компонентов обеспечивают существенное преимущество их в ВЧ- и СВЧ-схемах по сравнению с полупроводниковыми микросхемами.

Тонкопленочные схемы характеризуются относительно низкой стоимостью, но уступают по размерам полупроводниковым микросхемам.

Технологический процесс создания тонкопленочной микросхемы, состоящей из резисторов и конденсаторов с соответствующими междуэлементными соединениями, включает следующие этапы:

1) напыление на подложку слоя тантала, который затем термически окисляют для защиты подложки от действия травителей при проведении последующих операций;

2) напыление второго слоя тантала с последующим его травлением для формирования нижних электродов конденсатора;

3) окисление тантала с целью образования диэлектрика конденсатора;

4) нанесение еще одного слоя тантала для создания верхнего электрода конденсатора и резисторов;

5) напыление слоя алюминия поверх слоя тантала;

6) травление алюминия для создания нужного рисунка проводников;

7) травление резистивного слоя тантала с целью образования отдельных резисторов.

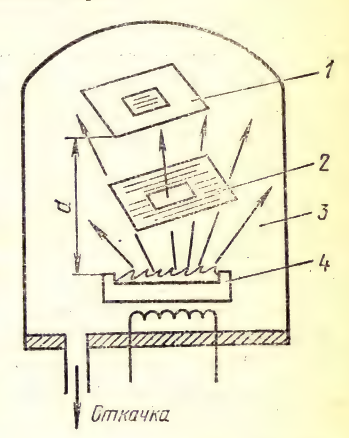


Рис. 13.23. Схема рабочей камеры установки вакуумного напыления:

1 — подложка; *2* — маска; *3* — вакуумная система; *4* — испаритель

Существуют несколько методов формирования тонких пленок. В табл. 13.4 приведены основные области применения различных методов.

Чаще всего используют вакуумное напыление и катодное распыление. Для обоих методов применяют однотипные вакуумные установки. Весь процесс проводится в сверхчистой среде в вакуумной камере.

Метод вакуумного напыления заключается в следующем: испаряемый металл конденсируется на поверхности подложек, покрывая их тонким слоем. Меняя исходный материал и маски, через которые он напыляется, можно за один цикл операций изготовить большое количество проводников, сопротивлений и емкостей.

Упрощенная схема рабочей камеры установки для вакуумного напыления показана на рис. 13.23. Камера содержит несколько испарителей — по числу распыляемых материалов.

Таблица 13.4

Метод	Области применения
Вакуумное напыление (термическое, электронно-лучевое испарение)	*RC*-схемы, резисторы, конденсаторы
Катодное распыление и его модификации	Диэлектрики для конденсаторов, резисторы, изоляция
Химическое осаждение из газовой фазы	Конденсаторы, резисторы, коммутация
Анодирование	Защитные покрытия, диэлектрики конденсаторов

При высоком вакууме атомы металла пролетают по прямым линиям без столкновений. При этом, конденсируясь на подложке, они точно воспроизводят рисунок маски.

Наряду с термическим испарением в вакууме широко применяют катодное распыление. Источником напыляемого материала здесь служит поверхность катода, бомбардируемого ионизированными частицами разряженного газа. Частицы, попадая на катод, отдают свою энергию атомам или молекулам катода и выбивают атомы катодного вещества из него. Выбитые частицы движутся по направлению к высокому положительному потенциалу, оседают на поверхности подложки и образуют на ней пленку.

Для распыления изоляционных и полупроводниковых материалов между электродами создается высокочастотное поле. Меняющийся потенциал ВЧ-поля позволяет осуществлять последовательную бомбардировку поверхности мишени положительными ионами и нейтрализацию накопленного положительного заряда высокоподвижными электронами.

Подложки

В качестве изоляционной подложки для тонкопленочных схем применяют стекло, керамику, ситалл. Наиболее распространенным материалом является глазурованная окись алюминия. Обычно применяют подложки прямоугольной или квадратной формы с размерами 12×8; 12×12; 12×16; 12×20; 24×30; 48×60 мм; толщина их при этом 0,6; 1,0; 1,6 мм. Преимущественно используют большие по размеру подложки; например 50×50 и 100×100 мм, на которых возможно осаждение большого количества схем с последующим их разделением.

Подложка должна иметь высокую механическую прочность, низкие теплопроводность и электропроводность.

Высокие требования к материалу подложки по механической прочности вызваны тем, что подложка является не только основанием для элементов схемы, но и конструкционной деталью схемы, подвергающейся большим механическим воздействиям при армировании схемы выводами и в процессе эксплуатации. Поверхность подложки должна быть зеркальной. От степени шероховатости поверхности подложки зависит толщина наносимых пленок.

Топология элементов

Размещение элементов пленочной схемы сначала подробно представляется на топологической карте, в которую включаются размеры, форма и расположение всех элементов.

Для формирования топологической схемы пленочных пассивных элементов используют следующие методы:

а) осаждение через неконтактные (свободные) маски;

б) нанесение пленки на всю поверхность подложки с последующей фотолитографией и селективным удалением ненужных участков;

в) осаждение через контактную (нанесенную на подложку) тонкопленочную маску, которая селективно травится с удалением ненужных участков пленки;

г) осаждение на всю поверхность подложки с последующим селективным удалением ненужных участков пленки электронным лучом.

Выбор того или иного метода получения заданной конфигурации зависит от способов нанесения и свойств материалов тонких пленок, требований по точности, плотности размещения элементов, воспроизводимости, производительности.

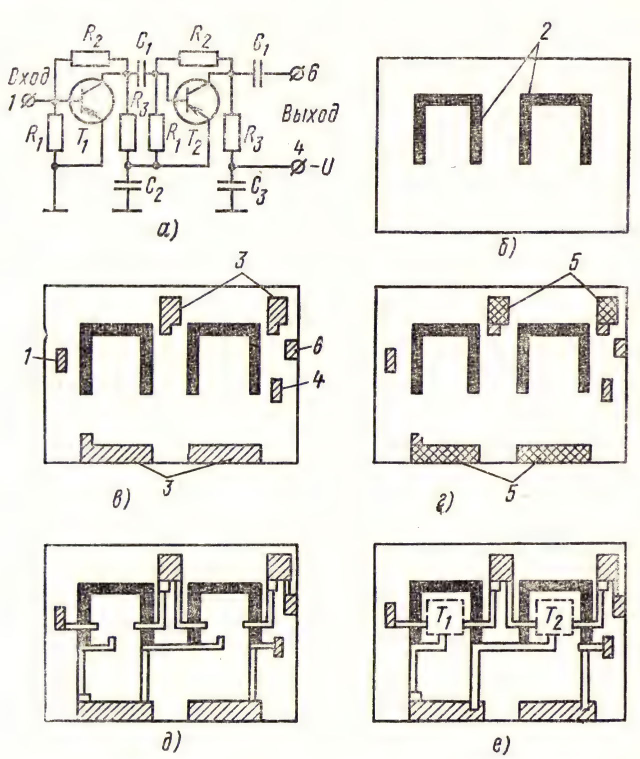


Рис. 13.24. Этапы последовательного изготовления двухкаскадного усилителя в виде гибридной ИМС:

1 — входная контактная площадка; *2* — резистивные пленки; *3* — нижние обкладки конденсаторов; *4* — контактные площадки питания; *5* — диэлектрическая пленка конденсаторов; *6* — входная контактная площадка

На рис. 13.24, *а* изображена схема со всеми необходимыми элементами. На рис. 13.24, *б—д* показана последовательность операции размещения схемы усилителя, на рис. 13.24, *е* — окончательная топология.

Проводники и контактные площадки

Проводящие пленки применяют для соединительных проводников, индуктивных катушек, плоских спиралей, обкладок конденсаторов.

Основным параметром тонкопленочных проводников является поверхностное сопротивление.

Электрическими параметрами контактов в микросхеме являются: величина переходного сопротивления, вольт-амперная характеристика контакта и напряжение токовых шумов, вносимых контактами. При этом величина переходного сопротивления и нелинейность вольт-амперной характеристики должны быть минимальны, а напряжение шумов контактов не должно превышать напряжения шума, создаваемого резистивными элементами.

Проводники покрывают припоем для пайки выводов и элементов, а также для уменьшения их поверхностного сопротивления. Контактные площадки должны иметь одинаковые размеры и форму в целях предотвращения образования неровностей при покрытии их припоем и перекоса навесных деталей при монтаже.

Монтаж должен осуществляться на расстоянии не менее 0,25 мм от края подложки.

Ширина линий проводников и зазор между ними обычно составляют 0,25 мм, а ширина и длина контактных площадок выбирается 0,5 мм.

В качестве тонкопленочных проводников чаще всего применяют золото и алюминий, напыляемые в вакууме.

Ни один из известных металлов не позволяет получить пленки, удовлетворяющей в полной мере всем требованиям. Даже золото не обеспечивает одновременно адгезию и высокую проводимость. Однако эти требования можно выполнить, комбинируя свойства отдельных материалов. Обычно применяютдвух- или трехслойные пленки, нижняя из которых служит для обеспечения высокой адгезии и омического контакта, вторая является основным проводящим слоем, а третья служит для повышения коррозионной стойкости пленок и обеспечения контактируемости выводов пайкой, сваркой или иными видами соединений.

Для нижнего слоя можно применять материалы, которые в окисленном состоянии имеют сродство с окислами, входящими в состав стекла или ситалла. Например: Mo, Cr, Ti, V. В качестве проводящего слоя применяют Ag, Cu, Au и Al.

Тонкопленочные резисторы

Резисторы являются наиболее многочисленными элементами в гибридных схемах. Для линейных схем на один полупроводниковый прибор приходится в среднем семь-восемь резисторов. Для получения больших величин сопротивлений тонкопленочному резистору придается гребенчатая конфигурация (рис. 13.25).

Параметрами тонкопленочных резисторов являются:

а) номинальное сопротивление R, Ом;
б) поверхностное сопротивление пленки ρ_s, Ом/квадрат;
в) относительный допуск $\Delta R/R$, %;
г) температурный коэффициент сопротивления ТКR, $К^{-1}$;
д) граничная частота f_R;
е) уровень шума F_R;
ж) максимальная рассеиваемая мощность $P_{R\max}$;
з) пробивное напряжение $U_{R\text{пр}}$.

Тонкопленочные резисторы сравнительно устойчивы к изменению температуры. ТКR в диапазоне температур (—60÷125° С) находится в пределах от —4 до +2 · 10^{-4} $К^{-1}$ для различных типов. Частотная характеристика резистора ограничивается паразитной емкостью.

Уровень собственных шумов резистора характеризуется:

а) тепловыми шумами (флуктуация концентрации свободных электронов со временем);

б) токовыми шумами, связанными с изменением контактных сопротивлений между зернами резистивного материала, между контактами и телом резистора.

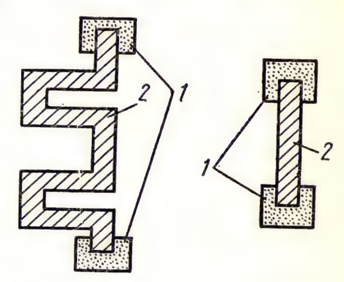


Рис. 13.25. Два варианта оформления пленочных резисторов:

1 — токопроводящая пленка; *2* — резистивная пленка

Для изготовления пленочных резисторов применяют чистые металлы, пленки сплавов, металло-диэлектрические смеси и окислы.

В табл. 13.5 приведены наиболее часто применяемые материалы и технологические методы изготовления резисторов на их основе.

Значения сопротивлений резисторов после их изготовления находятся в пределах ±20% от заданного. За счет ужесточения всех технологических режимов разброс значений сопротивлений в партии может быть уменьшен до ±10%, однако в большинстве случаев необходимо изготовлять схемы с допуском на величину сопротивления, равным (±1 ÷±2) %. В связи с этим в технологии предусмотрена корректировка (подгонка) значений сопротивлений резисторов.

Таблица 13.5

Материал	Процесс
Нихром (80% Ni—20% Cr)	Термическое и катодное распыление
Окись хрома	Термическое распыление
Нитрид тантала	Термическое и катодное распыление
Окись олова	Толстопленочная технология
Керметы	Термическое и катодное распыление

Основные параметры пленочных резисторов

Минимальный размер, мкм	50×50
Поверхностное сопротивление, Ом/квадрат	100—20 000
ТК*R*, $К^{-1}$	$+2 \cdot 10^{-4}$
Пробивное напряжение, В	50
Диапазон сопротивлений, Ом	$50—10^6$

Существующие методы подгонки резисторов включают обработку абразивом, термообработку, анодирование, высокочастотную и лазерную подгонки.

Наиболее распространенными являются подгонка с помощью струи воздуха, содержащей частицы окиси алюминия (абразивная), термическая и лазерная подгонки.

При термической подгонке температура пленочного материала повышается, что меняет его физические свойства, а следовательно, и сопротивление. Если пленка подвергается воздействию окислителя, например воздуха, происходит окисление ее поверхности и сопротивление увеличивается. В случае если материал имеет защитное покрытие, предохраняющее его от окисления, происходит отжиг материала и сопротивление уменьшается.

Подгонку сопротивлений лазером производят двумя способами: 1) испарением с ограниченного участка путем воздействия луча лазера (при этом сопротивление резистора увеличивается); 2) отжигом металлокерамики расфокусированным лучом лазера (при этом сопротивление резистора уменьшается).

Лазер обеспечивает высокую точность подгонки, до 0,1%. Кроме того, в процессе подгонки схема может быть подключена к источнику питания для проверки номинала.

Тонкопленочные конденсаторы

Пленочные конденсаторы обычно имеют планарную структуру, получаемую осаждением трех пленочных слоев: проводник—изолятор—проводник. Емкость прибора такого типа прямо пропорциональна площади электродов и диэлектрической проницаемости изолятора и обратно пропорциональна расстоянию между пленками. Таким образом, для получения максимальной емкости при данной площади электродов необходим диэлектрик с высокой диэлектрической постоянной и минимальное расстояние между электродами.

На рис. 13.26 показаны общий вид и поперечное сечение тонкопленочного конденсатора. Верхняя и нижняя обкладки конденсатора — металлические пленки, диэлектрик — пленка двуокиси кремния или окислов металлов.

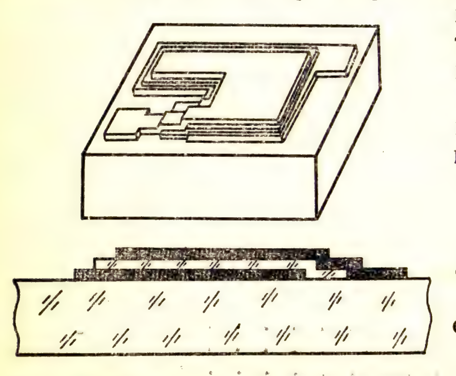


Рис. 13.26. Тонкопленочный конденсатор

Основными параметрами тонкопленочных конденсаторов являются:

а) номинальная емкость C, Ф;

б) удельная емкость C_0, Ф/см^2;

в) максимальное напряжение $U_н$, В;

г) температурный коэффициент емкости ТКС, К$^{-1}$;

д) добротность Q_c;

е) тангенс угла диэлектрических потерь tg δ.

Температурный коэффициент емкости конденсатора не превышает $\pm (3 \div 4) \cdot 10^{-4} K^{-1}$ в диапазоне температур $20 \div 85°$ С.

Тангенс угла диэлектрических потерь определяется из уравнения

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{1}{R\omega C} + r\omega C,$$

где r — сопротивление обкладок, Ом; ω — угловая частота; R — сопротивление диэлектрика.

Из этого выражения видно, что при хорошем диэлектрике, т. е. высоком $R > 10^{10}$ Ом, частотные свойства пленочного конденсатора зависят в основном от сопротивления обкладок.

Пленки Al, использующиеся для обкладок конденсаторов, напыляются с $\rho_s = 0{,}1$ Ом/квадрат. Если использовать материал с $\rho_s = 0{,}01$ Ом/квадрат, то граничная частота возрастает в 3 раза.

Часто для максимального использования поверхности применяют несимметричную конфигурацию или многослойные пленки. Танталовые пленки обеспечивают наибольшую удельную емкость.

Большое влияние на качество пленочных конденсаторов оказывает состояние нижней обкладки. Наилучшие результаты получают при использовании алюминия. Иногда перед нанесением алюминия на подложку напыляют тонкий подслой титана. При этом адгезия пленки алюминия к подложке значительно повышается.

Верхняя обкладка напыляется из Al и Au и других металлов.

Изолирующие пленки, применяемые для диэлектриков в пленочных конденсаторах, должны иметь большую диэлектрическую проницаемость, высокую пробивную напряженность электрического поля и малый ток утечки.

Для получения больших емкостей на меньших площадях необходимо применять возможно более тонкие пленки. Наиболее приемлемы диэлектрические пленки толщиной 0,05 мкм.

Для изготовления конденсаторов методом вакуумного термического испарения в качестве изоляции используют окислы металлов и сернистые соединения: например, SiO, InS, TiO_2, GeO, Sb_2S_3, и легкоплавкие стекла.

Применяют также метод получения конденсаторов на основе окисленных электрохимическим способом пленок металлов Ta, Al и Ti. Технология изготовления оксидированных конденсаторов основана на методах фотолитографии. Такие конденсаторы обладают высокими удельными емкостями.

Тонкопленочные конденсаторы являются наиболее сложными в изготовлении и наименее надежными в эксплуатации из всех пассивных элементов пленочных микросхем.

Пористость диэлектрических пленок в большинстве случаев обусловливает низкое рабочее напряжение и брак конденсаторов по короткому замыканию. Для уменьшения пористости используют двухслойные диэлектрики, в которых в результате малой вероятности совпадения дефектных мест уменьшается брак по коротким замыканиям и повышается напряжение пробоя конденсаторов.

Тонкопленочные *RC*-элементы

Тонкопленочные *RC*-элементы получают в результате совмещения пленочных конденсатора и резистора таким образом, что одна из обкладок конденсатора является резистивным слоем. Контур поверхности *RC*-элемента может иметь самую различную форму: прямоугольную, гребенчатую и др.

Параметры *RC*-элементов зависят от геометрической конфигурации и размеров пленок, способа коммутации их между собой, химического состава материала и технологии нанесения пленок.

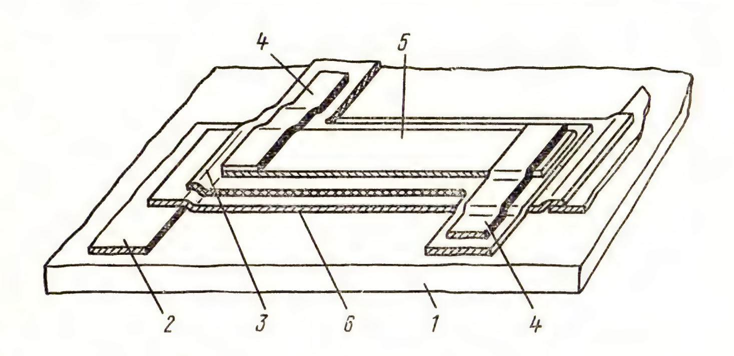


Рис. 13.27. Конструкция трехслойной *RC*-структуры:
1 — диэлектрическая подложка; *2* — контактная подложка; *3* — диэлектрическая пленка; *4* — выводы; *5* — резистивная пленка; *6* — металлическая пленка

Тонкопленочные *RC*-элементы применяют в качестве электрических фильтров и цепей усилителей и генераторов.

На рис. 13.27 показан тонкопленочный танталовый *RC*-фильтр с распределенными параметрами. Одна из наиболее перспективных обсластей применения — низкочастотные интегральные микросхемы, для которых на их основе создаются двойные Т-образные фильтры. Добротность фильтров на частоте 1 кГц равна 24, а на частоте 10 кГц — 60.

Существенным преимуществом устройства является простота их изготовления: резистивные элементы и диэлектрик конденсатора создаются на одной танталовой пленке. Схемы имеют небольшие габариты. Так, фильтр на 1 кГц с двумя транзисторами размещается на подложке размером 35×27 мм; фильтр на 10 кГц с двумя транзисторами— на подложке размером 20×10 мм. Толщина фильтров, включая транзисторы, равна 8 мм.

Разработаны также *RC*- цепочки с распределенными параметрами и регулируемыми сопротивлениями на основе танталовых пленок. В этих цепях верхний электрод одновременно является и сопротивлением, номинальное значение которого достигается за счет «подгоночного» процесса анодного окисления.

Тонкопленочные элементы индуктивности

Тонкопленочные элементы индуктивности изготовляют в виде круговой (*а*) или прямоугольной (*б*) спирали (рис. 13.28).

Взаимную индуктивность и полосу пропускания трансформаторов задают толщиной платы, на которую наносят с разных сторон первичную и вторичную обмотки. Добротность повышают, увеличивая толщину проводников.

Верхний предел тонкопленочных индуктивностей обычно не превышает 3 мкГ. Для получения удовлетворительной добротности применяют метод гальванического покрытия, при этом достигают минимального поверхностного сопротивления.

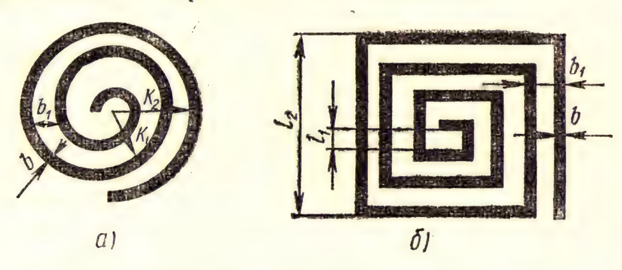


Рис. 13.28. Тонкопленочные индуктивности

При ширине линии спирали 1,25 мкм поверхностное сопротивление слоя порядка 10^3 Ом/квадрат; при этом индуктивность около 1 мкГ.

Применение тонкопленочных индуктивностей ограничено вследствие низкой добротности, высокой индуктивности рассеяния и большой занимаемой площади.

Толстопленочные интегральные микросхемы

Толстопленочная гибридная интегральная микросхема представляет собой пассивную схему из толстопленочных элементов (проводников, резисторов, конденсаторов) на керамическом основании, с навесными активными элементами. Гибридные схемы, изготовленные по толстопленочной технологии, отличаются хорошими электрофизическими параметрами и сравнительно недороги. Они характеризуются высокой надежностью и стабильностью при длительном воздействии влаги. Такие свойства обеспечивает материал — стекла, благородные металлы и керамика, практически неокисляемые до относительно высоких температур.

Проектирование гибридных толстопленочных схем значительно проще, чем полупроводниковых ИМС.

Наиболее распространенными из тонкопленочных микросхем являются:

а) высоковольтные и мощные схемы с жесткими допусками на параметры пассивных элементов;

б) сложные схемы, не выполнимые в монолитном виде;

в) небольшие серии схем по специальным заказам.

Толстопленочные микросхемы находят широкое применение в аналоговых и цифровых устройствах, требующих высокого коэффициента усиления транзисторов и резисторов с большими значениями номиналов, мощных цифровых регулирующих схемах.

Толстопленочную технологию применяют уже многие годы. В основе ее лежат два метода трафаретной печати: контактный и бесконтактный.

При бесконтактном методе трафарет располагают на небольшом расстоянии от подложки.

Схема процесса представлена на рис. 13.29. По мере продвижения ракеля паста заполняет открытые участки трафарета. Если нет открытых участков, паста стирается с трафарета. После того как край ракеля проходит через данную точку, трафарет больше не подвергается максимальному давлению и постепенно отходит от поверхности подложки. Паста, заполняющая трафареты, под давлением прикрепляется к подложке, получается отпечатанная через трафарет схема.

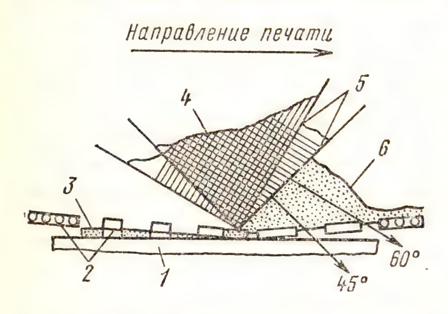


Рис. 13.29. Схематическое расположение ракеля относительно поверхности подложки:

1 — подложка; 2 — трафарет или маска; 3 — отпечаток пасты; 4 — лезвие; 5 — угол наклона лезвия; 6 — паста

При контактной печати вместо сетчатых трафаретов применяют металлические маски, которые плотно прилегают к поверхности подложки. Маски отделяются от подложки одновременно по всей поверхности, что обеспечивает получение четких границ и заданной топологии толстопленочных схем. Слои паст наносят поочередно с последующим вжиганием каждого отдельного слоя по соответствующему температурному режиму.

Печатают пасты на высокопроизводительных автоматических установках с программным перемещением ракеля. Для изготовления толстопленочных схем применяют обычно несколько трафаретов. В зависимости от размера ячейки и толщины сетки получают различную толщину покрытий и четкие их края.

Для проводников шириной 0,3 мм и больше, где не требуется высокая четкость края, применяют сетки из шелка с размером ячейки 70—100 мкм. Для проводников меньшей ширины или с более высокими требованиями к четкости края применяют фольговые трафареты типа масок (растр 40—100 мкм); для изготовления резисторов — сетки из нержавеющей стали.

После нанесения пасту просушивают и обжигают при температурах 600—900° С. Пленка после обжига имеет толщину от 15 до 150 мкм.

Материал подложки имеет большое значение для формирования свойств толстопленочных элементов. Для подложек применяют, как правило, высокоглиноземистую керамику (98% Al_2O_3), характеризующуюся высокой механической прочностью, термостойкостью и хоро-

шей теплопроводностью. Различные шлаки (из стекла), используемые в пастах, обеспечивают высокую адгезию толстопленочных элементов к керамике. Кроме высокоглиноземистой керамики, применяют стеатит, окись бериллия, а также титанат бария, фарфор, нитрид бора.

Пасты изготовляют на основе благородных металлов Au, Ag, Pt, Pd керамических материалов и стекла.

Проводниковая паста содержит большую долю проводящих компонентов. Резистивная паста — смесь проводящих и диэлектрических.

В качестве органической связки применяют раствор канифоли в скипидаре, ланолин с циклогексанолом и раствор нитроцеллюлозы. Многократное перемешивание и перетирание компонентов с органикой обеспечивает равномерное распределение компонентов в пасте.

Защита пленок слоем органических материалов (например, полиуретаном) или неорганических (например, стеклом) существенно уменьшает изменение параметров резисторов.

Толстопленочная технология может быть совмещена с полупроводниковой. При этом пассивные элементы и коммутационные цепи изготовляют на толстых пленках, а активные элементы — в объеме монолитного кристалла.

Толстопленочные проводники

Проводниковые элементы в составе толстопленочных схем выполняют несколько функций: коммутацию, контактные площадки резисторов, электроды конденсаторов, контактные площадки под монтаж активных элементов, контактные площадки для внешних выводов.

При выборе материала проводящей пасты следует учитывать совместимость материалов резистора и проводника, поскольку химическое взаимодействие между ними и коробление в месте соединения могут привести к возникновению большого контактного шума или ухудшению величины ТКR. Проводники не должны растворяться в материале междуэлементных соединений или сильно взаимодействовать с ним во избежание ухудшения их проводимости и способности к пайке.

Токопроводящие соединения и контактные площадки изготовляют из паст, содержащих платину, золото и стекло или палладий, серебро и стекло.

Поверхностное сопротивление проводников и качество их облуживаемости тем выше, чем меньше процентное содержание стекла. Кроме того, адгезия возжженных пленок увеличивается при большом содержании стекла. Учитывая эти обстоятельства, находят оптимальное содержание стекла.

Основные характеристики толстопленочных проводников

Поверхностное сопротивление, Ом/квадрат	0,1—0,005
Прочность сцепления, Н/м² и более	106
Минимальная ширина, мм	0,1
Толщина слоя, мкм	10—30

Оптимальной шириной проводников считается величина 0,25—0,5 мм.

Толстопленочные резисторы

Толстопленочные резисторы изготовляют в широком диапазоне значений сопротивлений. Для этой цели применяют резистивные пасты с поверхностным сопротивлением 5 Ом/квадрат÷300 кОм/квадрат.

Поверхностное сопротивление толстопленочных резисторов зависит от состава композиции, вязкости пасты, толщины слоя резистивного материала, температурного режима вжигания.

Изменяя содержание диэлектрических веществ в пасте, можно регулировать поверхностное сопротивление резистивных пленок от единиц ом до мегаом на квадрат.

Наиболее часто применяют резистивные пасты из смеси порошков Ag и Pd, для которых поверхностное сопротивление плавно изменяется при изменении соотношения металл—стекло. Обычно выдерживается соотношение $^2/_3$ смеси стекла и металла и $^1/_3$ органических материалов.

В табл. 13.6 приведены сравнительные данные для паст разных составов.

Таблица 13.6

Сравнительные характеристики некоторых резистивных паст

Характеристика	Тип пасты по содержанию основного компонента		
	Pd—Ag	Ru	Ir
Поверхностное сопротивление, Ом/квадрат	$1-10^6$	$1-10^7$	$1-10^7$
TKR, 10^{-6} K^{-1}	200—500	100—200	0—200
Микрорельеф поверхности, мкм	12	1,2	0,12

Непосредственно после вжигания разброс номиналов резисторов составляет ±(10—20)%. Для уменьшения допуска применяют различные методы подгонки (воздушно-абразивный, термический, лазерным лучом и др.). С помощью этих методов можно уменьшить допуск до 0,1%. Из электрических свойств толстопленочных резисторов особый интерес представляют избыточный шум и частотные характеристики толстопленочных резисторов.

Частотные характеристики толстопленочных резисторов зависят от сопротивления пленок и их номинала. Величина сопротивления высокоомных резисторов уменьшается с увеличением частоты, падение особенно заметно для более высоких номиналов.

Величина ТКR определяется механическими напряжениями, возникающими при изготовлении электрического контакта, и его химическим составом, поскольку каждый компонент резистивного материала характеризуется собственным значением ТКR. Величина ТКR толстопленочных резисторов составляет обычно $\pm 1 \cdot 10^{-4}$ K^{-1} для интервала сопротивлений 100 Ом/квадрат—100 кОм/квадрат.

Основные параметры толстопленочных резисторов

Поверхностное сопротивление, Ом/квадрат	5—300 000
Диапазон сопротивлений, Ом	3—15
ТК R при изменении температуры от —60 до 85° С, K^{-1}	$\pm 4 \cdot 10^{-4}$
Допуски, %:	
без подгонки	±20
с подгонкой	±1
Изменение номинала, % ($T = 150°$ С) за 1000 ч	0,5

Толстопленочные конденсаторы

Для изготовления толстопленочных конденсаторов применяют диэлектрическую и проводниковую пасты.

Диэлектрические пленки изготовляют из пасты, содержащей титанат бария $BaTiO_3$, боросиликатное стекло и связку, при этом значение удельной емкости $3 \cdot 10^3$ пФ/см².

В качестве диэлектрика применяют также порошки сегнетокерамических материалов с высоким (более 1000) значением ε.

Удельная емкость при использовании композиции на основе сегнетокерамики и стекла достигает 8000 пФ/см² (толщина диэлектрического слоя 25 мкм).

Диэлектрик с низким значением диэлектрической проницаемости пасты ($\varepsilon \leqslant 10$) применяют для выполнения изоляционного слоя в случае перекрещивания проводников и многослойной коммутации. При этом емкость между проводниками незначительна (менее 1 пФ).

От влаги конденсаторы защищаются путем вжигания диэлектрической пасты, состоящей из порошка стекла.

Подгонку емкостей конденсаторов выполняют с помощью абразивной или лазерной обработки верхнего электрода, уменьшая его площадь.

Большим преимуществом толстопленочных конденсаторов является их стабильность и высокое значение напряжения пробоя (более 500 В/мм).

Основные параметры толстопленочных конденсаторов

Удельная емкость, пФ/см²	3000—30 000
Диапазон емкости, пФ	20—30 000
Температурный коэффициент емкости, K^{-1}	$(200-1000) \cdot 10^{-6}$
Напряжение пробоя, В/мм	1200
Диэлектрические потери ($f = 1,5$ мГц)	$400 \cdot 10^{-4}$
Допуски (без подгонки), %	±15

Навесные элементы гибридных схем

В гибридных схемах применяют различные типы навесных активных и пассивных элементов, как правило, в бескорпусном исполнении

Различные типы бескорпусных приборов в зависимости от электрических параметров имеют определенную конструкцию.

Навесные элементы могут быть с контактами в виде проволочных выводов, в виде шариков, алюминиевых выступов, балочных выводов или вообще без контактных выступов.

В зависимости от используемого типа выводов кристалл можно монтировать в перевернутом или обычном состоянии. Например, транзистор с проволочными выводами (2Т324) конструктивно представляет собой кристалл кремния с транзисторной структурой размером 1×1 мм, лицевая сторона которого покрыта защитным компаундом. Выводы эмиттера, базы и коллектора изготовляют из золотой проволоки диаметром 40 мкм (рис. 13.30).

Шариковые выводы создают на алюминиевой металлизации путем гальванического наращивания меди и золота в отверстиях, вытравленных в напыленном слое двуокиси кремния.

Транзисторы, армированные балочными выводами, удобны в обращении и для монтажа. Балочные выводы представляют собой короткие

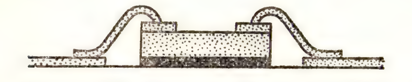


Рис. 13.30. Проволочный монтаж кристаллов к подложке

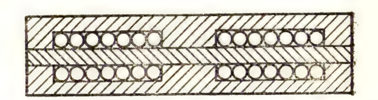


Рис. 13.31. Конструкция микроиндуктивности

и жесткие консоли, выступающие за край кристалла. Типичные размеры балочных выводов — 125×50×5 мкм.

Транзисторы в виде перевернутого кристалла с шариковыми или балочными выводами используют в толстопленочных схемах.

В гибридных микросхемах наряду с изготовлением конденсаторов непосредственно в схеме в случае необходимости используют дискретные пластинчатые микроконденсаторы. Конфигурация пластинчатых конденсаторов дает возможность легко припаивать или приваривать их к гибридным микросхемам.

В традиционных схемах наиболее широко используют конденсаторы емкостью от 100 пФ до 10 мкФ.

На основе технологии изготовления толстых пленок разработан конденсатор переменной емкости, характеризующийся большим диапазоном емкостей и малыми габаритами. Конденсатор обеспечивает регулировку емкости от 10 пФ до 0,03 мкФ, т. е. диапазон регулировки составляет 3000 : 1.

Наиболее серьезные трудности возникают при конструировании индуктивных катушек. В интегральных микросхемах, где необходим индуктивный элемент, наиболее целесообразно применять индуктивные навесные катушки.

Параметры индуктивных катушек во многом определяются свойствами материала магнитопровода. Из существующих материалов наиболее предпочтительными являются: для диапазона 1—80 МГц ферриты с разомкнутой магнитной цепью; для частот 1—100 МГц карбонильное железо.

Широкое применение в гибридных интегральных микросхемах нашли плоские микроиндуктивности. Их изготовляют методом химического селективного травления или вакуумным напылением с удельным значением $L_{уд} = 15$ мкГ/см².

Конструкция магнитосердечника, приведенная на рис. 13.31, позволила получить индуктивность $L = 45$ мкГ и добротность $Q = 50$.

Катушки с магнитосердечником герметизируются путем размещения гибридной микросхемы в металлополимерном корпусе пенального типа (высота корпуса 1,5 мм).

§ 13.4. СОВМЕЩЕННЫЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МИКРОСХЕМЫ

Наиболее полно использованы преимущества микроэлектроники в так называемых совмещенных микросхемах путем комбинации технологии полупроводниковых и пленочных схем. *В объеме полупроводника методом планарной или планарно-эпитаксиальной технологии создаются все активные компоненты, а затем на такую «активную» подложку, соответствующим образом защищенную наносятся тонкопленочные пассивные компоненты и токопроводящие дорожки.*

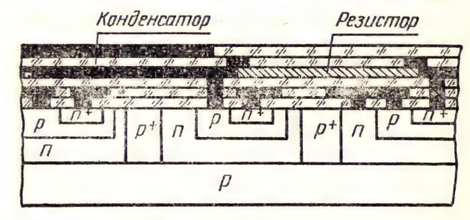


Рис. 13.32. Совмещенная микросхема

На рис. 13.32 показан разрез небольшого участка совмещенной интегральной микросхемы с двумя транзисторами, тонкопленочным резистором, напыленным на пленку двуокиси кремния, и тонкопленочным конденсатором.

В таких схемах сочетается высокая степень интеграции элементов с хорошими электрическими параметрами и возможностью в широких пределах варьировать величиной параметров пассивных элементов за счет применения пленок различных материалов.

Рассмотрим технологический процесс изготовления совмещенной схемы с тонкопленочными нихромовыми резисторами и конденсаторами, с диэлектриком из бороалюминиевого силиката, осаждаемыми поверх кремниевой подложки. Последовательность изготовления активных компонентов (транзисторов и диодов) такая же, как в обычных полупроводниковых интегральных микросхемах: окисление, фотолитография, диффузия донорной примеси (скрытый слой n^+-типа), эпитаксиальное выращивание n-слоя, окисление, фотолитография, диффузия акцепторной примеси (разделительная диффузия), окисление, фотолитография, диффузия акцепторной примеси (область базы p-типа), окисление, фотолитография, диффузия донорной примеси (эмиттерная область, контакт коллектора, перемычки) и защитное окисление (слой $SiO_2 \approx \approx 1$ мкм).

На этом заканчивается обработка подложки и начинается осаждение тонкопленочных элементов. Следующий этап — осаждение алюминиевой пленки для осуществления контактов межэлементных соединений и нижних обкладок конденсаторов. Затем выполняется осаждение нихрома. На следующем этапе на всю пластину наносят бороалюминиевое силикатное стекло для получения диэлектрика конденсатора и защиты резисторов. В стекле над контактными областями и в местах коммутации верхних пластин конденсаторов создаются окна.

Для получения верхних обкладок конденсаторов, соединения их со схемой и получения монтажных площадок для внешних включений еще раз осаждается алюминиевая пленка.

В обычной полупроводниковой микросхеме вся рассеиваемая мощность выделяется в кремниевом кристалле, что вызывает повышение его температуры и снижение надежности из-за тепловых перегрузок. В совмещенной микросхеме рассеиваемая мощность распределяется между тонкопленочными резисторами и кремниевым кристаллом.

Однако в связи с тем, что эта технология требует выполнения ряда дополнительных технологических операций, стоимость совмещенных микросхем выше стоимости обычных, что несколько ограничивает их применение. Преимущества совмещенных схем особенно проявляются в микроваттных схемах, где необходимы высокие номиналы резисторов при относительно малых их размерах, низкие температурные коэффициенты сопротивлений и паразитные распределенные емкости резисторов. Благодаря правильно выбранной комбинации тонкопленочных и полупроводниковых микросхем возможно создание цифровых микросхем с очень высоким быстродействием.

Для выполнения многих функций прецизионных схем точность номиналов резисторов и величина ТКR могут быть полностью обеспечены при диффузионной полупроводниковой структуре. Совмещенная технология осаждения тонких пленок на кремнии в сочетании с подгонкой резисторов с помощью лазера удовлетворяет основным требованиям к прецизионным схемам.

Металлокерамические сопротивления из хрома и окиси кремния, полученные методом напыления в вакууме, подгоняются путем местного отжига лазером. Отжиг отдельных резисторов, выполненных в герметизированных, покрытых стеклом корпусах, создает возможность плавного изменения величины сопротивления с разрешающей способностью подгонки не хуже 0,1%.

§ 13.5. БОЛЬШИЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МИКРОСХЕМЫ

В последние годы значительно возросла функциональная сложность микросхем и увеличилось число элементов на подложке, реализующих эти функции. Увеличение числа компонентов привело к созданию схем с высокой степенью интеграции — больших интегральных схем (БИС). Термин БИС определяет относительное количество (не менее 100) эквивалентных логических схем, соединенных между собой не менее чем двумя слоями тонкопленочных соединений.

Кроме того, БИС в отличие от стандартных микросхем являются сложными схемами, в объеме которых реализуются узлы и целые устройства.

Одним из основных вопросов при создании БИС является определение их функционального назначения. Наиболее эффективен перевод на БИС вычислительных машин, имеющих большое количество одинаковых схем. Из схем, используемых в ЭВМ, наиболее благоприятными являются схемы памяти, арифметическое устройство.

Применение БИС позволяет увеличить функциональные возможности систем. Вполне допустимо в одном кристалле иметь некоторый резерв неиспользуемых схем или устройств. При обнаружении неправильного функционирования какого-либо устройства вместо него может быть включено резервное устройство, т. е. выполняется саморемонт.

Применение БИС позволяет строить многопроцессорные вычислительные системы. Компоненты каждого процессора, такие, как память или схемы ввода—вывода, могут быть изготовлены из одной или нескольких БИС.

Количество связей между модулями можно минимизировать путем организации системы по принципу функционально замкнутых модулей.

Повышение степени интеграции в микросхемах зависит от нескольких факторов: возможности уменьшения геометрических размеров элементов микросхем; типов активных элементов в микросхеме; возможности увеличения размеров кристалла интегральной микросхемы и других факторов, в том числе и схемотехнических.

Что касается геометрических размеров, то ограничением здесь являются, с одной стороны, характеристики элементов, а с другой — возможности технологии и оборудования. Увеличению степени интеграции в первую очередь препятствует проблема отвода тепла и тепловые связи между элементами в кристалле.

Ввиду того что для изготовления МДП-БИС требуется значительно меньшее число операций по сравнению с биполярными, площадь кристалла при одном и том же выходе годных для них значительно больше и размер активного МДП-элемента меньше размера активного биполярного элемента более чем на порядок. Степень интеграции БИС на МДП-структурах может быть значительно более высоких значений, чем на биполярных.

Соединение элементов БИС

Большое количество элементов, созданное на одном кристалле или на одной подложке, необходимо соединить между собой. Задача эта одна из наиболее сложных. Обычно соединение в БИС выполняется в виде многоуровневой системы. Первый уровень — это связи, объединяющие отдельные элементы в простейшие логические схемы: И—НЕ; ИЛИ—НЕ, триггер и т. д. Следующий уровень соединений—это объединение элементарных логических схем в регистры, счетчики, полусумматоры, дешифраторы и т. д. Следующий уровень соединений объединяет устройства в узлы ЭВМ — устройство управления, сумматор, процессор обмена и т. д. Такая многоуровневая система соединений при создании БИС реализуется в виде многослойной системы проводников.

Выводы корпуса соединяются с выходами и входами общей функциональной схемы и с точками подведения питания. В таких схемах на одном кристалле не обязательно требуется иметь 100%-ный выход годных схем, так как при объединении элементарных схем в реализуемую систему неисправные схемы можно обойти. Используя различный рисунок межсоединений третьего уровня, можно на основе одной и

той же базовой пластины получать устройства, реализующие различные функциональные подсистемы.

Другой способ заключается в построении сложных функциональных БИС из фиксированного числа компонентов, определяемых той функцией, которую необходимо реализовать. В этом случае топология межэлементных соединений является неизменной. В подобной БИС не всегда различимы отдельные схемные элементы, так что имеется возможность исключить первый уровень соединений, с помощью которого создаются элементарные функциональные схемы. Этот способ предназначен для изготовления узкоспециализированных БИС. В этом случае требуется 100%-ный выход годных компонентов, однако площадь используется более экономно.

В связи с тем что одним из ограничений сложности БИС является ограниченное число выводов корпуса, возникает задача максимального сокращения их числа за счет различных схемотехнических решений оптимального с этой точки зрения разбиения систем на БИС, соответственного выбора компонентов, элементарных логических схем и технологии.

Элементы БИС

Создание больших интегральных схем с числом компонентов на кристалле более 1000 требует выполнения следующих условий: площадь одного логического элемента должна быть не более $(1—5) \cdot 10^3$ мкм^2, рассеиваемая мощность — 100—500 мкВт/бит.

Для обеспечения экономической эффективности выпуска полупроводниковые БИС целесообразно проектировать на основе единого базового кристалла, содержащего однотипные логические элементы, из которых, изменяя топологию металлических соединений, можно получить БИС, выполняющие различные функции. Таким образом, при проектировании БИС необходимо обеспечить схемную однородность.

Однородность следует соблюдать и в структуре логических элементов, т. е. надо стремиться строить логические элементы из однородных элементов, так как при этом упрощается топология схемы и уменьшается площадь, занимаемая схемой на кристалле. Элементная однородность достигается в БИС на МДП-транзисторах, где используется только один вид элементов. В большинстве логических схем на биполярных транзисторах используются диоды и резисторы. Для достижения элементной однородности этих схем необходимо обеспечить приблизительно одинаковые площади, занимаемые различными элементами на кристалле.

Чтобы обеспечить схемную однородность БИС, в качестве базовых логических элементов следует использовать схемы, выполняющие функции И—НЕ, ИЛИ—НЕ либо комбинированные функции ИЛИ—НЕ—ИЛИ, И—ИЛИ—НЕ и др. Использование логических элементов, выполняющих комбинированные функции, упрощает проектирование и позволяет улучшить характеристики БИС.

По организационной структуре цифровые БИС можно разделить на БИС с регулярной и нерегулярной структурами.

БИС с регулярной структурой являются схемами широкого назначения или специальными и позволяют создавать однородные функциональные узлы: резисторы сдвига, накопителя на регистрах сдвига, постоянные и оперативные запоминающие устройства. С помощью автоматов, построенных на регулярных структурах, можно реализовать различные логические функции путем перекодирования содержащихся в них программных матриц, однако их универсальность достигается благодаря значительному увеличению числа компонентов.

Если количество транзисторов на кристалле не должно превышать 1000 шт., то для реализации заданных логических функций используют специализированные БИС с нерегулярной структурой.

Конструктивно-технологические особенности создания БИС

По конструктивно-технологическому признаку БИС можно разделить на следующие два основных типа.

Многокристальные БИС, выполненные на пассивной подложке. Этот тип соответствует гибридным ИМС. Кристаллы с ИМС монтируют на поверхности платы из изолирующего материала, предусматривая при этом определенный рисунок разводки.

БИС, выполненные на кремниевой пластине. В этом случае всю БИС выполняют на единой пластине кремния. БИС, изготовленные по данному методу, в свою очередь, также подразделяют на два типа. К первому типу относят микросхемы со 100%-ным использованием компонентов, а ко второму — с избирательными межэлементными соединениями.

Уровень интеграции можно существенно повысить, используя гибридную технологию, которая обеспечивает гибкость нужных свойств БИС.

Наиболее перспективен метод «пластина—кристалл», когда на ситалловой или кремниевой пластине, защищенной слоем окисла, изготовляют пленочные монтажные соединения, с помощью которых монтируются методом «перевернутого кристалла» или на балочных выводах кристаллы интегральных микросхем второй степени интеграции или БИС. В этих конструкциях плотность расположения компонентов, близкая к плотности, получаемой в полупроводниковых БИС (рис. 13.33).

Этот тип конструкции позволяет использовать разнотипные кристаллы ИМС, допускает применение других элементов в составе гибридной интегральной микросхемы. Он перспективен для создания небольших партий интегральных микросхем частного применения.

Технология и организация производства специализированных БИС обеспечивает:

а) выпуск практически неограниченной номенклатуры схем при небольших партиях;

б) короткий срок разработки;

в) низкую стоимость и высокую надежность схемы;

г) высокие технические характеристики схемы.

Следует отметить, что контроль параметров схемы в процессе производства большой номенклатуры БИС небольшими партиями требует применения универсальной измерительной аппаратуры, управляемой ЭВМ.

Относительно выбора технологии для однокристальных БИС существуют различные мнения. МДП — технология имеет ряд преимуществ, в частности:

1) обеспечивает более высокий процент выхода вследствие простоты технологического процесса по сравнению с технологией изготовления биполярных приборов;

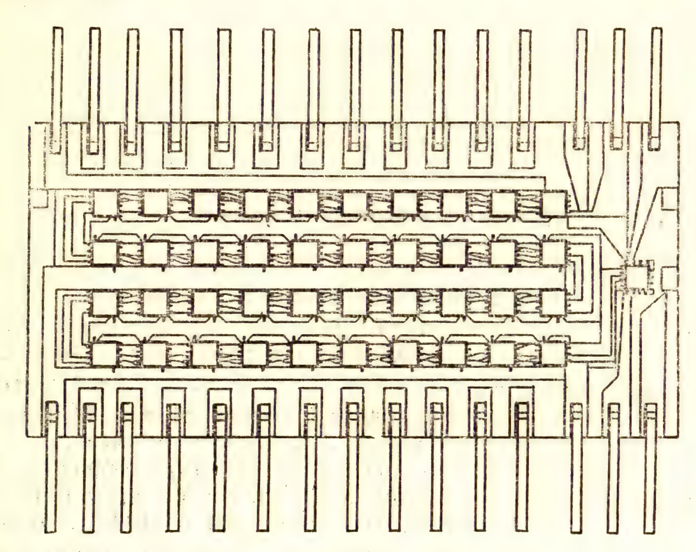


Рис. 13.33. Многокристальная БИС

2) благодаря малым размерам приборов достигается высокая плотность монтажа;

3) МДП -приборы характеризуются высоким импедансом, поэтому уровень сигналов в МДП-схемах выше, чем в биполярных, а это обусловливает большую помехозащищенность схем.

Наилучший результат по выходу годных БИС дает так называемая «дискреционная трассировка». По этому методу разработчик проектирует топологию схемы с 30%-ным запасом транзисторов к требуемому количеству. Когда подложка будет изготовлена, годных транзисторов для нормального выполнения своих функций будет достаточно, и единственная проблема будет заключаться в нахождении дефектных транзисторов.

Годные транзисторы определить довольно просто, используя методы автоматических испытаний, при которых в вычислительную машину подается информация об их месторасположении на кристалле. Вычислительная машина использует эту информацию при проектировании фотошаблона для слоев металлизации, в результате каждая схема БИС

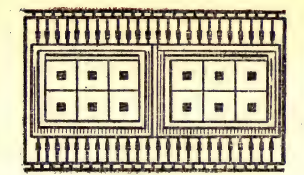
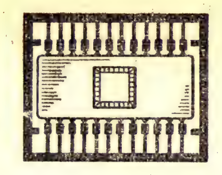
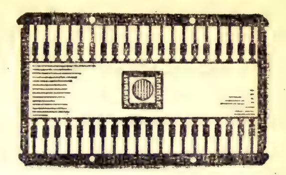
  

Рис. 13.34. Корпуса БИС

имеет свою собственную разметку металлизации, что оказывается достаточно дорогостоящим по сравнению с другими методами.

Однокристальные БИС дешевле гибридных при изготовлении в больших количествах. Благодаря этому преимуществу можно ожидать, что все стандартные БИС со временем будут однокристальными.

На рис. 13.34 приведены корпуса БИС.

Машинное проектирование

Фактором, обеспечивающим сокращение времени и стоимости разработки БИС, является применение ЭВМ для конструирования.

Одна из задач машинного проектирования заключается в минимизации количества входных — выходных клемм с одновременным увеличением операционной сложности БИС. Для достаточной эффективности БИС в системах конструктивное решение должно обеспечивать высокое отношение количества вентилей к количеству выводов. С этой целью конструируемая система расчленяется таким образом, чтобы большую часть необходимых соединений можно было выполнить внутри самого кристалла. Методика конструирования БИС с помощью ЭВМ заключается в следующем. Имея в распоряжении логическую диаграмму схемы и библиотеку конструкций логических ячеек и других элементов в запоминающем устройстве ЭВМ, конструктор с помощью клавиатуры получает на экране электронно-лучевой трубки любую комбинацию вентилей, необходимую для выполнения логической диаграммы заказчика. С помощью специального приспособления (светового карандаша) на экране осуществляются необходимые изменения в топологии схемы и проверяется соответствие конструкции техническим условиям. Затем ЭВМ выполняет чертеж, необходимый для изготовления шаблонов.

ЭВМ используют не только в стадии разработки БИС, но и в технологическом процессе, в частности при изготовлении фотошаблонов.

Для облегчения межэлектродных соединений в БИС разработчик может пользоваться программами для монтажа, заложенными в вычислительное устройство. Комбинируя эти программы, разработчик на практике может добиться плотности упаковки схемы и конструкции, которая поддается монтажу в пределах технологии. Конструкция схемы и межэлектродных соединений записывается на ленте, откуда она поступает на автоматическую установку, обеспечивающую получение различных шаблонов, необходимых при изготовлении кристаллов.

В то время как инженер проектирует схему расположения кристалла, другая программа вычислительной машины разрабатывает программу испытания кристалла. Данная программа обеспечивает автоматическое испытание кристалла после его изготовления.

При использовании ЭВМ кристалл может быть спроектирован и фотошаблоны изготовлены в течение нескольких часов по сравнению с неделями и месяцами, которые требуются в случае применения неавтоматизированных или частично автоматизированных устройств. Благодаря данному методу можно значительно уменьшить установленную стоимость, затрачиваемую на изготовление кристалла, и сократить число кристаллов, которые должны быть изготовлены и использованы с целью экономической эффективности производства схемы.

Устройства, выполняемые в виде БИС

Существует два подхода к выбору БИС.

В *первом случае* возможна замена ИМС малой и средней степени интеграции, размещенных на платах или в блоках ЭВМ, на БИС. При этом достигается очевидное улучшение характеристик выбранной ЭВМ, но снижается степень универсальности и возрастает номенклатура БИС.

Во *втором случае* выбирают БИС с достаточно универсальными функциями: регистр общего назначения, умножитель, арифметико-логическое устройство, схема управления, схема приоритетного прерывания и др. Подобные комплекты БИС должны отвечать требованиям аппаратной и программной модульности, магистральной организации связей, принципу микропрограммного управления.

Единственное различие между логическими модулями БИС и обычными интегральными логическими схемами (первый вариант) заключается в количестве логических элементов в корпусе. Десять стандартных счетверенных двухвходовых вентилей НЕ—И, НЕ—ИЛИ можно заменить одним кристаллом, имеющим 10 двухвходовых логических вентилей.

Логические БИС являются завершенными функциональными цифровыми блоками, например декадные счетчики, накапливающие сумматоры и полные арифметические блоки.

Запоминающие устройства оказались наиболее пригодными для реализации в виде БИС. Во-первых, исходная матрица из x слов, содержащих в общей сложности y разрядов, может быть использована для выполнения функций различных устройств от сверхбыстродействующего буферного ЗУ до сдвигового регистра.

Второй важной особенностью ЗУ является регулярность междуэлементных запоминающих ячеек. Это дает возможность использовать простейший двухслойный рисунок соединений, для выполнения которых требуется небольшая часть площади кремниевой пластины. Таким образом, удается увеличить число схем, приходящихся на единицу площади пластины и не допустить снижения выхода годных компонентов, неизбежного в том случае, когда конструкция требует более двух стадий обработки для получения рисунка соединений.

Для создания универсальных высокопроизводительных вычислительных систем наиболее перспективными следует считать программируемые вычислительные матрицы (ассоциативные логические матрицы, однородные структуры, функциональную память).

Специальные БИС для ЭВМ, выполняющие не логические функции, имеют очень широкую номенклатуру. К этим БИС можно отнести усилители записи и считывания различных ЗУ, преобразователи уровней, времязадающие схемы, схемы стабилизаторов напряжений, цифро-аналоговые и аналого-цифровые преобразователи, операционные усилители, компараторы, схемы управления низкоомной или индуктивной нагрузкой, усилители индикации и пр. Для реализации усилительно-формирующих функций электронной промышленностью выпускается широкий ассортимент БИС, именуемых линейными.

Микропроцессоры (МП)

Качественно новым этапом в развитии БИС явилось объединение в одном кристалле определенного набора функциональных блоков ЭВМ, в результате чего в пределах кристалла осуществляются все вычислительные операции, включая операции запоминания результата. К таким приборам относятся микропроцессорные БИС и микропроцессорные комплекты БИС.

Создание микропроцессоров (МП) можно считать наиболее существенным схемотехническим достижением, которое привело к пересмотру методов реализации логических функциональных систем.

МП представляет собой устройство, обеспечивающее выполнение законченной последовательности арифметических и логических операций, хранение и обмен информацией с внешними устройствами.

В общем случае микропроцессорная БИС позволяет выполнять следующие операции: прием закодированных инструкций; прием, обработку, хранение и вывод закодированной информации; ввод и вывод сигналов управляющих работой микропроцессорной и других схем или характеризующих ее состояние. Таким образом, МП выполняет те же функции, что и процессоры цифровых вычислительных устройств, но отличается небольшим числом выполняемых команд (50—100) и разрядов (обычно 8 или 16).

МП находят применение в телеметрии, в управлении технологическими операциями, управлении телефонными сетями, преобразовании координат и масштабировании, в периферийном оборудовании вычислительных систем, при выполнении стандартных алгоритмов, подпрограмм, в оптических читающих автоматах, в медицинской электронике, торговых системах и т. д.

Первыми были изготовлены микропроцессоры на одной БИС, 4- и 8-разрядные на МОП-транзисторах с каналом p-типа. Они обладают невысоким быстродействием (тактовая частота 200—800 кГц, время выполнения команды 10—60 мкс). Микропроцессор, построенный на одной БИС, представляет собой вычислительное устройство, работающее по программе, занесенной в постоянную память схемы. Он заменяет десятки логических кристаллов ИМС средней степени интеграции.

На следующем этапе были разработаны микропроцессорные комплекты БИС. 8- и 16-разрядные на МДП-транзисторах с каналами *n*-типа. Уоэтих МП время выполнения операции 2—8 мкс. Они осуществляют большее числ команд, требуют меньше обслуживающих схем при работе в системе за счет размещения на кристалле МП буферных устройств.

Благодаря способности выполнять любую логическую функцию с помощью простейших изменений в математическом обеспечении и при наличии недорогих устройств памяти, микропроцессор позволяет создавать компьютеры, ориентированные на экономически эффективное выполнение одной функции.

На следующем этапе были разработаны быстродействующие МП с наращиваемой разрядностью. Повышение их производительности достигается путем совершенствования структуры и применения более быстродействующих логических элементов.

Современные МП изготовляют в виде БИС различной степени интеграции, причем собственно МП (операционное и управляющее устройство) могут располагаться на одном или нескольких кристаллах БИС. Для работы МП необходим ряд внешних устройств (постоянные ЗУ, устройства ввода—вывода и др.), которые также изготовляют в виде БИС. Таким образом, выпускаются комплекты микропроцессорных БИС, содержащие до 10 типов БИС. Состав комплекта определяется структурой МП и выбранной технологической и элементной базой.

§ 13.6. ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

В связи с непрерывным усложнением функции радиоэлектронной аппаратуры наблюдаются все большее возрастание сложности и размеров электронных аппаратов и, как следствие, рост электронных элементов. Однако развитие этого процесса не может быть бесконечным, на его пути встречаются все больше трудностей и ограничений.

Наметилось два основных подхода к дальнейшему развитию микроэлектроники:

1) *интегральный*, при котором каждый элемент схемы создается как дискретный элемент в полупроводниковом кристалле;

2) *функциональный*, при котором работа схемы осуществляется за счет использования функциональных свойств одного полупроводникового прибора.

Основным направлением первого подхода является создание БИС. В настоящее время уровень интеграции БИС превышает 10^4 компонентов и, судя по прогнозам, может достигнуть 10^6 компонентов на кристалл. Дальнейшее повышение уровня интеграции ограничивается не технологией изготовления ИМС, потенциальные возможности которой с внедрением электронно-лучевой фотолитографии, плазменного травления и ионной имплантации будут исчерпаны не скоро, а чисто физическими факторами.

Наиболее серьезное ограничение связано с отводом тепловой энергии, выделяемой микроструктурами. Вследствие этого лимитируется дальнейшее повышение уровня интеграции и надежности ИМС. Снижение мощности рассеяния микроструктур по мере увеличения степени интеграции за счет понижения подводимой энергии ограничено минимальной мощностью, необходимой для обеспечения работоспособности схемы.

Ограничивает уровень интеграции рост электрического сопротивления проводников с уменьшением размеров микроструктур, а также явление электромиграции ионов в металле пленочных проводников при высоких плотностях тока, что обусловливает и снижение надежности.

Для обеспечения высокой надежности сложных радиоэлектронных систем, содержащих большое число БИС, необходимо многократное резервирование, которое, однако, приводит к увеличению числа компонентов.

Таким образом, перед интегральной электроникой, по существу, снова возникают те же проблемы, которые стимулировали вначале ее развитие: проблема «возрастающих количеств», организация соединений и повышение надежности.

Решение вопроса может быть получено при непосредственном использовании свойств твердого тела для выполнения функций системы. Устройства, построенные на основе этого принципа, называют функциональными приборами.

Пока преобладает развитие интегральной электроники. Однако полагают, что дальнейшее совершенствование интегральных схем пойдет по пути использования функциональных приборов.

Простейшими функциональными устройствами можно назвать пьезоэлектрические резонаторы, датчики Холла, приборы с отрицательным сопротивлением и др. Широкими функциональными возможностями обладают приборы, основанные на использовании объемных явлений в полупроводниковых приборах (диоды Ганна, приборы с зарядовой связью). В этих устройствах основная энергия рассеивается почти во всем объеме кристалла, поэтому проблемы теплоотвода в них менее серьезны, чем в классических приборах с *p-n*-переходами.

В радио лектронике разрабатывается несколько направлений, основанных на непосредственном использовании известных физических явлений и их взаимодействия, которые найдут применение в будущих функциональных системах. К таким направлениям относятся: оптоэлектроника, акустоэлектроника, криогенная электроника, магнитоэлектроника, молекулярная электроника, теплоэлектроника.

Функциональные приборы на четырехслойных структурах

Наиболее характерным примером полупроводниковых функциональных приборов является четырехслойная структура типа *p-n-p-n*. Наличие на вольт-амперной характеристике трех участков: низкое сопротивление, высокое сопротивление и отрицательное сопротивление дает возможность путем выбора соответствующих режимов и нагрузки создавать различные устройства для выполнения многих функций. Использование таких структур позволит значительно уменьшить количество элементов.

На рис. 13.35 показана структура четырехстабильного токового переключателя. Структура представляет собой два тиристора, у которых два слоя (*n* и *p*) являются общими. Управляющий общий слой имеет металлическое кольцо, на которое подается нулевой потенциал,

а на общий электрод p-типа подается положительная полярность напряжения через большое сопротивление, обеспечивающее постоянство тока I_0. От величины этого тока и зависит состояние переключателя. Верхние p- и n-слои тиристоров разделены и подключены к отрицательному полюсу напряжения через различные по величине сопротивления. В результате верхние p-n-переходы смещены в прямом направлении.

Управление переключателем осуществляется с помощью управляющего тока I_0. В зависимости от величины этого тока может быть одно из четырех устойчивых состояний прибора.

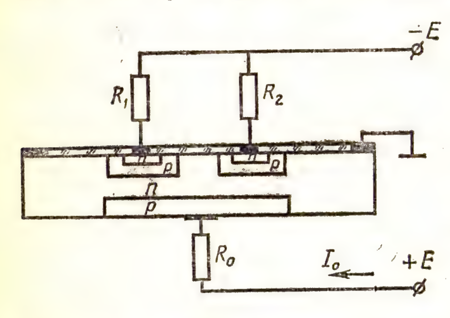


Рис. 13.35. Четырехстабильный токовый переключатель

Первое устойчивое состояние возможно, когда оба тиристора выключены и величина тока низка.

Второе устойчивое состояние соответствует току I_0, при котором включается первый тиристор, имеющий большой коэффициент передачи. Для его включения требуется меньшее значение тока αI_0, чем для включения второго тиристора.

Третье устойчивое состояние характерно для переключателя, если включен второй тиристор и включен первый. Это происходит, когда величина токе I_0 становится достаточной для включения второго тиристора. Однако в связи с тем, что сопротивление $R_2 < R_1$ и ток через второй тиристор значительно больше, чем через первый, а ток I_0 остается неизменен, то дырки, инжектированные в n-область из нижней p-области, перемещаются в правый тиристор. В результате весь ток переключается в правый тиристор, а левый выключается.

Четвертое устойчивое состояние соответствует обоим включенным тиристорам. При этом на вход должен быть подан ток I_0, достаточный для включения обоих тиристоров.

Четырехстабильный токовый переключатель может быть широко использован в различных цифровых устройствах.

Функциональные приборы, в которых используется эффект накопления и задержки носителей

Рассмотрим функциональную интегральную схему— линию задержки. Линию задержки применяют в радиолокации при решении задач, связанных с индикацией подвижных целей, интегрированием видеосигналов и подавлением помех. Кроме того, их можно использовать в устройствах накопления цифровых данных, а также для получения временных отметок и импульсного кодирования.

Принцип действия полупроводниковой линии задержки основан на задержке и накоплении носителей заряда вследствие конечного значения скорости дрейфа неосновных носителей.

На рис. 13.36 приведена схема одного из вариантов линии задержки, которая представляет собой часть высокоомной пластины кремния с временем жизни неосновных носителей порядка 1000 мкс, с электропроводностью *p*-типа, с разнесенными омическими контактами, на которые подается напряжение *E*. Из эмиттера (области *n*-типа) неосновные носители заряда инжектируются в высокоомную *p*-область и дрейфуют под действием поля вдоль пластины к правому омическому контакту.

На высокоомный кремний нанесен слой электропроводящего материала (рис. 13.36, *а*). Так как проводящая пленка шунтирует находящийся под ней полупроводник, то на этом участке ток будет протекать по пленке, а не в полупроводнике.

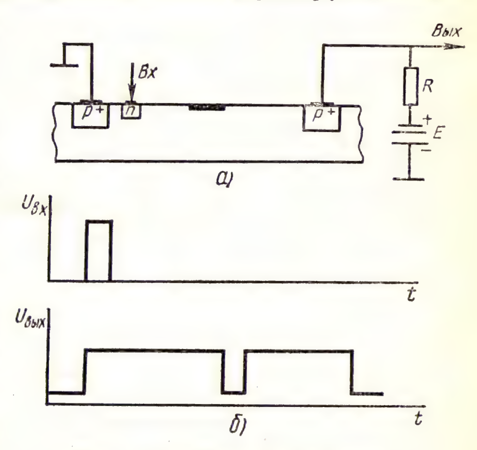


Рис. 13.36. Линия задержки

Протекая по высокоомному слою, неосновные носители вызывают увеличение проводимости материала, что ведет к увеличению напряжения на резисторе *R*. Когда же носители достигнут проводящего слоя, падение напряжения на резисторе *R* снизится до величины, соответствующей отсутствию модуляции проводимости (рис. 13.36, *б*). Это будет продолжаться, пока носители не пройдут проводящий слой. Когда носители будут дрейфовать по оставшейся части высокоомного кремния, от проводящего слоя до омического контакта, на резисторе *R* будет опять повышенное напряжение.

Время, необходимое для того, чтобы носители прошли расстояние Δx, можно определить из выражения

$$\Delta t = \frac{\Delta x\, l}{\mu U}.$$

Практически были получены линии с временем задержки 500 мкс и более.

На основе эффектов задержки и накопления построена работа еще одной функциональной схемы — электрически перестраиваемого полосового фильтра. Структура полупроводникового фильтра показана на рис. 13.37. Устройство представляет собой высокоомную пластину кремния с двумя омическими контактами. Между контактами подключается напряжение для создания поля вдоль пластины. Как и в линии задержки, здесь создан переход для инжекции неосновных носителей. Однако через определенные расстояния Δx на пластине устанавливаются зонды для обнаружения носителей заряда. Если расстояние между зондами Δx будет равно длине волны инжектированного сигнала λ, то произойдет когерентное сложение сигналов зондов и на выходе будет наблюдаться максимальный суммарный сигнал.

Так как скорость неосновных носителей заряда μE, то $\lambda = \mu E/f$, где f — частота инжектированного сигнала. Следовательно, максимальный сигнал на выходе будет при выполнении условия

$$\mu E = f \Delta x.$$

Одним из характерных примеров функциональной схемы является трехслойная структура, выполняющая функции выпрямителя постоянного тока (рис. 13.38). Выпрямитель выполнен в одном кристалле. Верхний слой представляет собой резистор, который отделен тонким слоем диэлектрика от полупроводникового слоя, выполняющего функции генератора термо-э. д. с. Изоляционный слой должен обладать хорошей электроизоляцией и в то же время хорошей теплопроводностью.

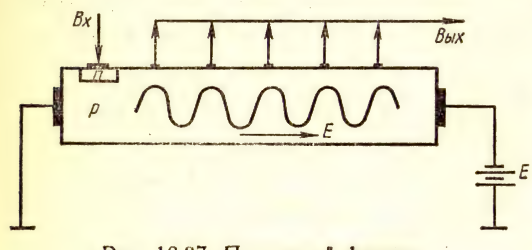


Рис. 13.37. Полосовой фильтр

При подведении к резистивному слою мощности переменного тока выделяемое при этом тепло будет передаваться через очень тонкий изоляционный слой к термоэлектрическому слою. Верхняя граница этого слоя будет нагреваться и в соответствии с эффектом Зеебека

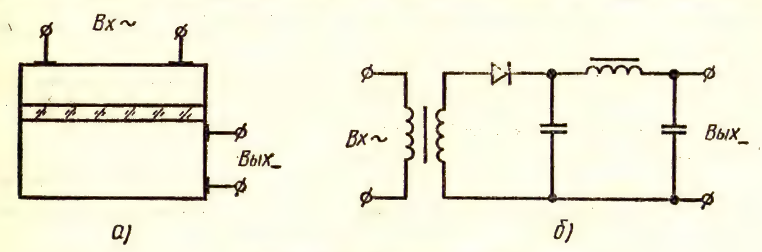


Рис. 13.38. Выпрямитель:
а — структура; *б* — эквивалентная схема

в нем будет развиваться термо-э. д. с. В связи с тем что тепловая постоянная структуры значительно больше периода изменения переменного тока, температура за время периода практически не изменяется, а следовательно, не изменяется и выходное напряжение. Таким образом, по выполняемым функциям этот прибор будет эквивалентен схеме, состоящей из пяти отдельных элементов: трансформатора, дросселя, диода и емкостей (рис. 13.38, *б*).

Функциональные приборы на основе эффекта Холла

В качестве примера рассмотрим функциональный прибор, позволяющий аналоговую входную функцию возводить в квадрат или более высокую степень.

Вариант устройства для реализации функции возведения в квадрат содержит пару элементов Холла, выполненных ортогонально друг

другу (рис. 13.39). Один из них возбуждается источником питания постоянного тока и генерирует напряжение Холла в присутствии магнитного поля. Это напряжение вызывает протекание тока через второй генератор Холла. Но он тоже находится в этом же магнитном поле, и поэтому его выходное напряжение пропорционально квадрату напряженности приложенного магнитного поля.

Функции более высоких порядков могут быть реализованы путем повторения этого процесса. Разработаны схемы, обеспечивающие возведение в третью степень при использовании выхода второго генератора Холла для наведения тока в третьем. Точность схем, возводящих в квадрат, составляет около 0,2%. Схемы, реализующие операцию возведения в третью степень, дают при тех же условиях такую же точность. Предполагают, что удовлетворительную точность можно обеспечить и для схем, реализующих возведение в степень более высоких порядков.

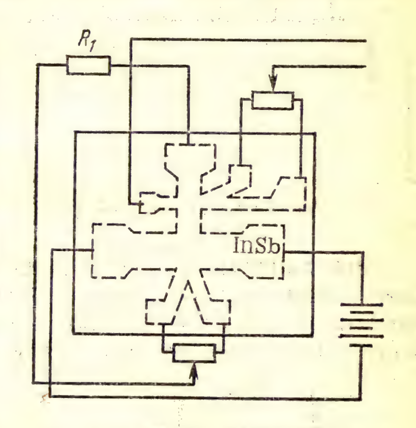


Рис. 13.39. Функциональный прибор на основе эффекта Холла

Применение тонкой стеклянной подложки позволяет сохранить малую ширину воздушного зазора в магнитной схеме и таким образом получать высокую чувствительность.

Нагрузочное сопротивление выбирают достаточно большим, чтобы снизить до минимума изменение сопротивления, обусловленное магнитострикционным взаимным влиянием элементов Холла.

Контакты с делителем напряжения используют, чтобы исключить несимметричность выходного напряжения, возникающую в случае, если контакты смещены один относительно другого.

Для изготовления микросхем пластину монокристалла антимонида индия толщиной 6 мкм приклеивают к стеклянной подложке толщиной 100 мкм. Затем производят вытравливание схемы генератора Холла в антимониде индия с помощью обычного метода фотолитографии.

Молекулярная электроника

Молекулярная электроника — это направление электроники, основанное на использовании отдельных молекул и их комплексов в качестве функциональных электронных компонентов и устройств. Данное направление непосредственно примыкает к бионике. В биологических системах процессы преобразования информации протекают, как правило, на молекулярном уровне, что обусловливает малые мощности рассеяния и очень высокий уровень миниатюризации. Собственно молекулярная электроника, по-видимому, может быть построена только на использовании сложных органических молекул.

Эффект выпрямления в молекулярном выпрямителе происходит на уровне молекулы, один конец которой (акцептор) легко захватывает электрон, а второй (донор) легко его отдает. В таком приборе электрический ток будет свободно протекать только в одном направлении — от акцептора к донору. Создание реальной конструкции молекулярного выпрямителя осложняется необходимостью предотвращения возможного взаимодействия акцептора и донора (эквивалентного короткому замыканию цепи) и проблемой подсоединения выводов.

Работа молекулярного ЗУ основана на наличии или отсутствии в донорах и акцепторе двух избыточных электронов, что может быть использовано для отображения «1» или «0». Такие ЗУ обладают большим быстродействием, обусловленным тем, что время переключения определяется временем перемещения электронов вдоль молекулы. Теоретическое значение времени переключения составляет 10^{-15} с. Реальное время будет, вероятно, ограничено импедансом внешней цепи.

На основе молекулярных полупроводников можно создавать логические схемы непосредственно на поверхности экранов соответствующих индикаторов, поскольку молекулярные проводники прозрачны.

Ведутся разработки, основанные на эффекте, получившем название «электромагнитный молекулярный резонанс». Эффект наблюдается в длинно-цепочечных полимерах. Нарушение статической электронной плотности на одном конце молекулярной цепочки, возникающее в результате воздействия излучения ионного лазера, в течение 10^{-15} с распространяется вдоль полимерной цепочки, достигает другого его конца и отражается. Вся молекулярная цепочка резонирует в диапазоне 10^{13}—10^{14} Гц.

Явление электромагнитного молекулярного резонанса может быть использована для создания на различных молекулярных цепочках генераторов гармоник, параметрических усилителей, гетеродинных детекторов и других устройств.

Глава 14

НАДЕЖНОСТЬ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ И ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМ

§ 14.1. НАДЕЖНОСТЬ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ

Надежность полупроводниковых приборов — это способность их выполнять заданные функции в определенных условиях эксплуатации в течение заданного времени.

Наиболее удобными показателями для количественного выражения надежности полупроводниковых приборов являются вероятность безотказной работы P в течение заданного интервала времени и интенсивность отказов λ, под которой понимают отношение числа отказов приборов в единицу времени к числу исправно работающих приборов.

Интенсивность отказов определяется формулой

$$\lambda = \frac{n}{(N-n)\,t}, \qquad (14.1)$$

где n — количество отказавших приборов за время t; N — общее количество работающих приборов. Учитывая достаточно высокую надежность полупроводниковых приборов, на практике чаще всего пользуются приближенным выражением для интенсивности отказов $\lambda = n/(Nt)$.

Под вероятностью безотказной работы понимается вероятность того, что в заданный промежуток времени не произойдет ни одного отказа. На практике пользуются приближенным значением этого показателя, определяемым отношением числа приборов, продолжающих после определенного времени безотказно работать, к общему числу приборов:

$$P = \frac{N-n}{N}. \qquad (14.2)$$

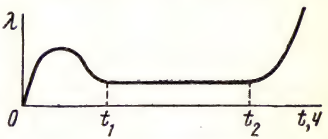


Рис. 14.1. Зависимость интенсивности отказов от времени

Интенсивность отказов и вероятность безотказной работы приборов связаны следующим соотношением:

$$P = \exp[-\lambda t] \text{ при } \lambda = \text{const}. \qquad (14.3)$$

Надежность приборов изменяется со временем. Интенсивность отказов в начальный период работы приборов несколько увеличивается, затем уменьшается и остается практически постоянной. В конце срока службы приборов λ резко возрастает. Типичная зависимость интенсивности отказов от времени показана на рис. 14.1. Увеличенная интенсивность отказов в начальный период работы приборов (интервал 0—t_1 на рис. 14.1) связана с недостатками в технологии их производства и скрытыми дефектами.

Длительный интервал времени с низким и постоянным уровнем интенсивности отказов (интервал t_1—t_2) свойствен приборам, изготовляемым в условиях хорошо отлаженного производства с установившимися технологическими процессами. Увеличение интенсивности отказов, отраженное последним участком кривой, связано с наступлением периода износа приборов.

Для большинства типов полупроводниковых приборов не удалось установить наличие области износа, что объясняется очень большим сроком службы полупроводниковых приборов.

С целью исключения ранних отказов (в интервале времени 0—t_1, рис. 4.1) приборы повышенной надежности подвергают специальной тренировке и различным видам дополнительных испытаний.

Отказы полупроводниковых приборов можно разделить на катастрофические и постепенные.

Под отказом обычно понимают такое изменение параметров прибора, которое приводит к нарушению нормальной работы схемы.

Катастрофические отказы связаны с полной потерей работоспособности прибора и происходят в результате обрывов или коротких замыканий внутренних или внешних выводов, пробоя *p-n*-перехода, трещин стекла. Они обусловлены главным образом недостатками конструкции или нарушением технологического процесса.

Постепенные отказы связаны с изменением параметров приборов во времени и проявляются в виде выхода параметров приборов за пределы норм, установленных в технических условиях. Постепенные отказы обусловлены недостатками и нарушениями технологии изготовления приборов.

Основная часть отказов полупроводниковых приборов происходит за счет постепенного ухудшения параметров, вызванного главным образом изменением состояния поверхности полупроводников. Попадание влаги или атмосферного воздуха на поверхность кристалла приводит к образованию проводящих мостиков на поверхности полупроводника и изменению скорости поверхностной рекомбинации, что вызывает увеличение обратного тока перехода, снижение коэффициента передачи α и изменение других связанных с ними параметров. Поэтому планарные приборы, поверхность которых покрыта защитной окисной пленкой, обладают высокой стабильностью параметров, и их надежность более чем на порядок превосходит надежность приборов, изготовленных по сплавной технологии.

Постепенные отказы являются у с л о в н ы м и, так как в зависимости от выполняемых функций одни и те же изменения параметров прибора могут вызывать отказ одних схем и не вызывать отказа других схем.

Наибольшую сложность представляет определение критерия условных отказов. За критерий условных отказов принимается изменение основных параметров (для транзисторов обычно коэффициента передачи по току и обратного тока коллектора) в определенное число раз сверх норм, предусмотренных техническими условиями (ТУ), например отклонение $I_{КБ\,0}$ от пределов нормы ТУ и отклонение нижней границы β на $\pm 50\%$.

Если надежность прибора определяется условными отказами, то эксплуатационная надежность прибора может быть значительно выше надежности, полученной при заводских испытаниях. Действительно, условно отказавшие приборы (в соответствии с установленными критериями) не вызовут отказа схемы. Правильно рассчитанная схема допускает более значительные изменения параметров прибора и при этом сохраняет свою работоспособность. Практика показывает, что эксплуатационная надежность приборов может быть в 100—1000 раз больше, чем надежность приборов при указанных испытаниях.

Надежность работы полупроводниковых приборов в аппаратуре в значительной степени определяется электрическими режимами их использования. Характерно, что для большинства типов приборов надежность незначительно снижается при увеличении электрического режима до тех пор, пока он не приближается к предельно допустимым значениям. При электрических режимах, близких к предельным или превышающих их, надежность приборов резко снижается. В связи с этим

целесообразно вводить некоторые запасы по величине электрических режимов. Коэффициент запаса (нагрузки) зависит от характера схемы и от ее назначения. Однако не следует вдаваться и в другую крайность и устанавливать очень большие коэффициенты запаса, так как это обычно влечет за собой резкое увеличение количества приборов, необходимых для выполнения одной и той же функции, а это приводит к снижению надежности электронной аппаратуры в целом.

§ 14.2. НАДЕЖНОСТЬ МИКРОСХЕМ

Как уже упоминалось, микросхемы обеспечили значительное повышение надежности радиоэлектронной аппаратуры.

Необходимость безремонтной работы некоторых очень сложных радиоэлектронных систем налагает высокие требования на надежность используемых в них интегральных микросхем. Так, например, интенсивность отказов интегральных схем в системах, предназначенных для работы в глубоком космосе, должна равняться 10^{-10} 1/ч. Применение интегральных микросхем значительно повысило надежность аппаратуры за счет резкого сокращения числа элементов и соединений. Однако с увеличением сложности интегральных микросхем и переходом к БИС надежность интегральной микросхемы как целого прибора принципиально ниже, чем надежность более простого компонента. Накоплен значительный статистический материал по надежности различных типов ИМС в различных эксплуатационых условиях. Интенсивность отказов современных ИМС колеблется в пределах 10^{-6}—10^{-9} 1/ч, приближаясь к уровню высоконадежных дискретных элементов. Для подтверждения величины интенсивности отказов $1 \cdot 10^{-7}$ ч$^{-1}$ потребовалось бы 10 лет. Следовательно, обычные испытания на долговечность для приборов с такой высокой надежностью неприемлемы из-за большого срока испытаний. Если снизить время испытаний до обычных 1000 ч, то размер выборки возрастет приблизительно до 90 000 микросхем.

Поиски способов получения информации о надежности изделий за более короткие сроки связаны с ускоренными испытаниями. Этот вид испытаний, по-видимому, должен разрешить проблему.

Интенсивность отказов МДП и биполярных интегральных микросхем аналогичной сложности примерно одинакова. Отклонения в основном определяются условиями применения, испытаний и процесса контроля качества.

Значения интенсивности отказов для гибридных и тонкопленочных ИМС обычно ниже, чем для полупроводниковых.

Обеспечение надежности многокристальных гибридных микросхем затрудняется наличием большого числа соединений между отдельными кристаллами, повреждения которых могут вызвать отказ схемы. С целью повышения надежности разработчики идут по пути усложнения схем, размещающихся на отдельных кристаллах, уменьшения числа кристаллов, а также числа соединительных перемычек за счет использования соединений, наносимых на керамическую подложку методом испарения в вакууме.

Тонкопленочные схемы с перевернутыми кристаллами обладают очень высокой надежностью. В этих схемах устранены все перемычки, за исключением идущих к выходным проводникам. Основной проблемой является соединение контакта кристалла с тонкопленочными проводниками.

Совмещенные схемы, на поверхность которых наносятся тонкие пленки, обладают наиболее высокой надежностью; интенсивность отказов таких схем аналогична интенсивности отказов полупроводниковых.

Надежность БИС

По мере возрастания степени интеграции увеличивается удельный вес отказов, связанных с дефектами металлизации, погрешностями диффузии и влиянием инородных частиц, что обусловлено уменьшением геометрических размеров элементов БИС.

Проблема повышения надежности БИС решается от проектирования до эксплуатации. На этапе проектирования закладываются облегченные режимы работы элементов, проводятся унификация, оптимизация схемных решений, проектирование БИС на ЭВМ.

На этапе производства обеспечивается применение прогрессивных методов технологии, операционного и выходного контроля и отбраковочных испытаний, автоматизации производства и контроля. На этапе испытаний применяют более совершенные методы ускоренных и долгосрочных испытаний и анализа информации. На этапе эксплуатации основным фактором повышения надежности является правильное применение микросхем и организация периодической профилактики радиоэлектронной аппаратуры. Важнейшим средством обеспечения и повышения надежности на всех перечисленных этапах является изучение физики отказов.

Для подтверждения расчетной надежности потребовалось бы подвергать испытаниям недопустимо большое число БИС из рассматриваемой партии, на что пришлось бы затрачивать много времени. Так, например, чтобы подтвердить с 90%-ной доверительной вероятностью интенсивность отказов, равную $0{,}001\%/10^3$ ч для интегральных микросхем в виде одиночного вентиля, необходимо, чтобы 10 000 таких деталей проработало без единого отказа в течение 31,5 мес или при одном отказе 53 мес.

Поскольку в БИС ожидается меньшая интенсивность отказов в пересчете на один вентиль, указанные цифры должны возрасти. Если учесть быстроту, с которой изменяется сама технология интегральных микросхем, результаты такого анализа будут устаревать скорее, чем их удастся получать.

По существу для изготовления БИС используется та же последовательность технологических операций вплоть до операции разламывания пластины с ИМС на отдельные кристаллы. Вместо этой последней операции в случае изготовления БИС следует реализация заданных логических функций путем нанесения двух дополнительных слоев металлизации. Таким образом, интенсивность отказов для БИС можно

оценить, воспользовавшись данными, накопленными в ходе работы с ИМС, и уяснив эффекты, накладывающиеся в результате дополнительной технологической обработки, необходимой для получения БИС-прибора.

Данный метод требует определения интенсивности отказов для ИМС, которые по своим сложности и качеству сравнимы с элементами рассматриваемых БИС. Эта интенсивность отказов затем распределяется по видам отказов, которые ее вызывают. Механизмы отказов, обусловливающие каждый тип отказа, сводятся в группу, отвечающую той операции технологического процесса, где соответствующие источники отказов вводятся, причем для каждого из них определяются весовые коэффициенты, отражающие частоту данного типа отказа. Полученным таким образом частным интенсивностям отказов приписываются определенные весовые коэффициенты, позволяющие учесть различие между технологическими методами изготовления ИМС и БИС. В результате суммирования этих взвешенных частных интенсивностей отказов можно получить интенсивность отказов для БИС.

ЛИТЕРАТУРА

1. Федотов Я. А. Основы физики полупроводниковых приборов. М., 1970.

2. Степаненко И. П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. М., 1977.

3. Пасынков В. В. и др. Полупроводниковые приборы. М., 1973.

4. Справочник по полупроводниковым диодам, транзисторам и интегральным схемам/Под ред. Н. Н. Горюнова. М., 1972.

5. Мэдленд Г. Р. и др. Интегральные схемы/Пер. с англ., под ред. К. И. Мартюшова. М., 1970.

6. Парфенов О. Д. Технология микросхем. М., 1977.

7. Ступельман В. Ш., Филаретов Г. А. Полупроводниковые приборы. М., 1972.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Юрий Алексеевич Овечкин

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ

Научный редактор В. В. Юдин
Редактор издательства Г. А. Сорокина
Переплет художника Ю. Э. Лисовского
Художественный редактор Т. М. Скворцова
Технический редактор Н. А. Битюкова
Корректор Г. А. Чечеткина

ИБ № 1537

Изд. № ЭР-252. Сдано в набор 11.04.79. Подп. в печать 08.10.79. Т-18527. Формат 60×90[1]/16. Бум. тип. № 2. Гарнитура литературная. Печать высокая. Объем 17,5 усл. п. л. Уч.-изд. л. 18,44. Тираж 50 000 экз. Заказ № 1030. Цена 85 коп.

Издательство «Высшая школа»,
Москва, К-51, Неглинная ул., д. 29/14.

Московская типография № 4 Союзполиграфпрома
Государственного комитета СССР
по делам издательств, полиграфии и книжной торговли,
Москва, 129041, Б. Переяславская, 46


85коп.

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ | Ю. А. ОВЕЧКИН